

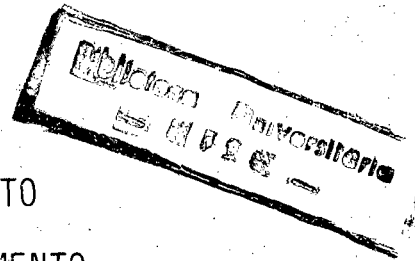
UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTRIBUIÇÃO À TECNOLOGIA DE PROJETO
DE TRANSDUTORES INDUTIVOS DE DESLOCAMENTO

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE
SANTA CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANTONIO CARLOS ZIMMERMANN

FLORIANÓPOLIS, FEVEREIRO DE 1986.

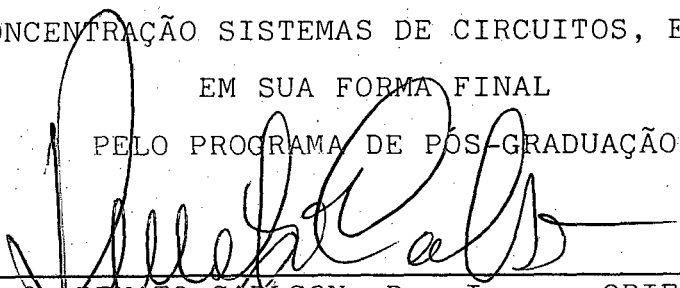


CONTRIBUIÇÃO À TECNOLOGIA DE PROJETO
DE TRANSDUTORES INDUTIVOS DE DESLOCAMENTO

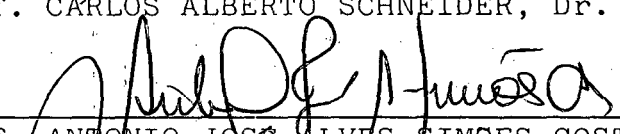
ANTONIO CARLOS ZIMMERMANN

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM ENGENHARIA

ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA, ÁREA
DE CONCENTRAÇÃO SISTEMAS DE CIRCUITOS, E APROVADA
EM SUA FORMA FINAL
PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO.

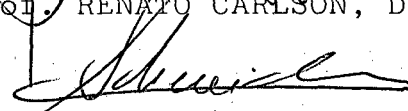

Prof. RENATO CARLSON, Dr. Ing. - ORIENTADOR

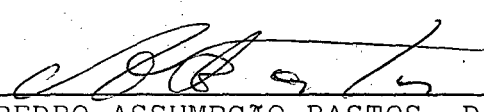

Prof. CARLOS ALBERTO SCHNEIDER, Dr. Ing. - COORIENTADOR



Prof. ANTONIO JOSE ALVES SIMOES COSTA, Ph. D.
- COORDENADOR DO CURSO

BANCA EXAMINADORA


Prof. RENATO CARLSON, Dr. Ing. - PRESIDENTE


Prof. CARLOS ALBERTO SCHNEIDER, Dr. Ing.


Prof. JOAO PEDRO ASSUMPÇÃO BASTOS, Dr. Est.


Prof. ENIO VALMOR KASSICK, M. Sc.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Renato Carlson pelo apoio e orientação deste trabalho.

Ao Professor Carlos Alberto Schneider pela orientação e empenho dispendidos ao trabalho.

Ao Professor Michel Lajoie-Mazenc pelas sugestões a apresentadas.

Ao Professor Hermann Adolf Harry Lücke pelo incentivo.

Ao Professor Aloisio Nelmo Klein pelos serviços pretados.

Aos Engenheiros Udo Wondracek, Nelson Schoeler, ao Bacharel Roque Volkmer e suas equipes pelo apoio técnico dispensado.

Aos funcionários, estagiários, bolsistas e pós graduandos do Labmetro que direta ou indiretamente colaboraram para a realização deste trabalho.

Ao Labmetro pelo apoio instrumental e logístico.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico CNPq pela concessão de bolsa auxílio.

A meus pais,
À minha esposa,
A meus filhos,

Pela compreensão e incentivo.

SUMÁRIO

RESUMO	i
ABSTRACT	ii
SIGLAS	iii
1. INTRODUÇÃO	01
1.1 IMPORTÂNCIA DA MEDIÇÃO DE DESLOCAMENTO	01
1.2 TIPOS DE MEDIDORES DE DESLOCAMENTOS	03
1.3 O TRANSDUTOR INDUTIVO DE DESLOCAMENTO	06
1.4 OBJETO DE ESTUDO	12
2. ASPECTOS OPERACIONAIS E CONSTRUTIVOS DO TRANSDUTOR	14
2.1 PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO	14
2.1.1 O Circuito Elétrico do Transdutor	18
2.1.2 O Sinal de Saída do Transdutor	19
2.1.3 Análise do Sinal de Saída do Transdutor	20
2.1.4 O Sistema de Medição de Deslocamento	23
2.2 ASPECTOS RELATIVOS AOS COMPONENTES DO TRANSDUTOR	29
2.2.1 Bobinas	30
2.2.2 Núcleo	33
2.2.3 Armadura	36
2.2.4 O Circuito Complementar do Sensor	37
2.2.5 A Mecânica Associada ao TD/AIDRN	38
3. ANÁLISE DO COMPORTAMENTO METROLÓGICO DO TRANSDUTOR	41
3.1 ANÁLISE DOS FATORES QUE INFLUENCIAM O COMPORTAMENTO DO TRANSDUTOR	41
3.1.1 Fatores Ambientais	42
3.1.2 Fatores Mecânicos	45
3.2 ESTUDO EXPERIMENTAL	47
3.2.1 Ensaio em Transdutores do Mercado	48
3.2.2 A Construção do Protótipo Básico	53
3.2.3 Determinação Experimental do Circuito Equivalente de uma Bobina	58
4. MODELO MATEMÁTICO	61
4.1 A MODELAGEM DO SENSOR	62
4.1.1 O Circuito Elétrico Equivalente não Simplificado..	62
4.2 O CÁLCULO DE CAMPOS MAGNÉTICOS	65
4.2.1 O Programa de Cálculo de Campos Magnéticos	65
4.2.2 Aplicação do Programa para Cálculo de Campos Magnéticos ao Transdutor	67
4.3 O CÁLCULO DA TENSÃO DIFERENCIAL	72
4.3.1 O Sinal de Saída em Função do Deslocamento	73
4.3.2 Família de Curvas do Sinal de Saída	76

4.4	CURVAS DE SENSIBILIDADE E ERRO DE LINEARIDADE	77
4.4.1	Curvas de Variação da Sensibilidade e Erro de Linearidade	78
4.4.2	Análise das Curvas de Sensibilidade e de Erro de Linearidade	79
5.	CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO OTIMIZADO	85
5.1	PROJETO DO TRANSDUTOR OTIMIZADO	85
5.1.1	Parâmetros e Critérios Básicos	85
5.1.2	Otimização do Protótipo	87
5.2	CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO OTIMIZADO	91
5.3	ENSAIO DO PROTÓTIPO OTIMIZADO CONSTRUÍDO	93
5.4	ANÁLISE DOS RESULTADOS DO PROTÓTIPO OTIMIZADO CONSTRUÍDO	96
5.5	OBSERVAÇÕES COMPLEMENTARES	100
6.	CONCLUSÕES	101
7.	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	105

RESUMO

Transdutores indutivos de deslocamento são largamente utilizados no controle de qualidade industrial e em instrumentação onde são usados como componentes de transdutores de diversas outras grandezas físicas como Pressão, Força, Torque e Temperatura.

São características desejáveis nestes transdutores: máxima sensibilidade, mínimos erros de linearidade e miniaturização.

No trabalho, estabeleceu-se uma metodologia de cálculo para o projeto de transdutores indutivos de deslocamentos, bem como procurou-se reunir o máximo de informações sobre a influência de fatores internos e externos no seu desempenho operacional e metrológico.

Através de procedimentos analíticos e numéricos onde se utilizou um programa de cálculo de campos magnéticos pelo método das diferenças finitas (Difimedi), estabeleceu-se uma ferramenta para avaliar o desempenho metrológico e operacional de uma estrutura dada de transdutor, podendo-se assim estabelecer parâmetros para fins de otimização.

Através da análise de dois transdutores do mercado e de um protótipo básico construído, fez-se uma comparação dos resultados experimentais com os resultados obtidos pela aplicação da ferramenta de cálculo desenvolvida. A partir da junção destas informações fez-se uma proposta e posterior construção de um segundo protótipo de transdutor, otimizado com vistas as características desejáveis.

ABSTRACT

Inductive displacement transducers are largely utilized in industrial quality control and instrumentation, where they are used as components of several other transducers for physical quantities, like pressure, force, torque and temperature.

Maximum sensibility, minimum linearity errors and compact construction are desired attributes for these transducers.

In this work, it has been defined a calculation methodology for the project of inductive displacement transducers, as well as it has been tried to gather the greatest amount of information about the influence of internal and external factors in their operational and metrological performance.

Through analytical and numerical procedures, including a computer program for magnetic fields calculation, based on the finite difference method, it's been developed a tool to evaluate the metrological and operational performance of a given structure of a transducer. In this way, parameters for optimization can be established.

Through the analysis of two commercial transducers and a basic prototype, a comparison was done between the experimental and calculated results.

Based on the acquired information, a proposal of optimization taking in account the desired characteristics was done and a second transducer prototype was constructed.

S I G L A S

<u>SIGLA</u>		<u>SIGNIFICADO</u>
DM(95)	-	Dispersão das Medidas
E.L.	-	Erro de Linearidade
E.S.	-	Erro Sistemático
F.Op.	-	Frequência de Operação
L.	-	Linearidade
Im	-	Incerteza de Medição
P.	-	Precisão
P.B.	-	Protótipo Base
P.O.C.	-	Protótipo Otimizado Construído
P.O.P.	-	Protótipo Otimizado Proposto
R.	-	Resolução
S.	-	Sensibilidade
S.M.	-	Sistema de Medição
T.A.	-	Transdutor Comercial
TD	-	Transdutor de Deslocamento
TD/AIDRN	-	Transd. de Deslocamento Analógico Indutivo por Variação diferencial de Relutância por Núcleo
TD/AIRN	-	Transd. de Deslocamento Analógico Indutivo por Variação da Relutância
TD/AIRME	-	Transdutor de Deslocamento Analógico Indutivo por Variação da Relutância por Meio Externo
TD/AIRN	-	Transd. de Deslocamento Analógico Indutivo por Variação da Relutância por Núcleo
Uosc	-	Tensão de Excitação do Circuito Ponte de indu- tâncias
Us	-	Tensão de Saída do Circuito Ponte de Indutân- cias
U.T.S.	-	Unidade de Tratamento de Sinais
V.F.E.	-	Valor Final da Escala
U.Op.	-	Velocidade de Operação

1. INTRODUÇÃO

1.1 IMPORTÂNCIA DA MEDIÇÃO DE DESLOCAMENTOS

A Instrumentação para medição de deslocamentos é uma das mais importantes na área industrial pelo fato da grandeza deslocamento, especialmente pequenos deslocamentos, ser básica na: /1/

- a) Medição Diferencial: Técnica largamente utilizada no controle de qualidade industrial da geometria de peças (fig. 1.1).
- b) Medição de Grandezas Físicas: Através de conversores apropriados pode-se transformar uma série de grandezas físicas como, por exemplo, pressão, força, torque, massa, temperatura, umidade e outras em deslocamentos proporcionais (fig. 1.2).
- c) Controle de Servomecanismos: Empregado como elemento de realimentação de posição (fig. 1.3).

A medição de deslocamentos pode ser feita através de várias maneiras. Assim, pode-se ter medidores totalmente mecânicos, pneumáticos, óticos bem como os elétricos.

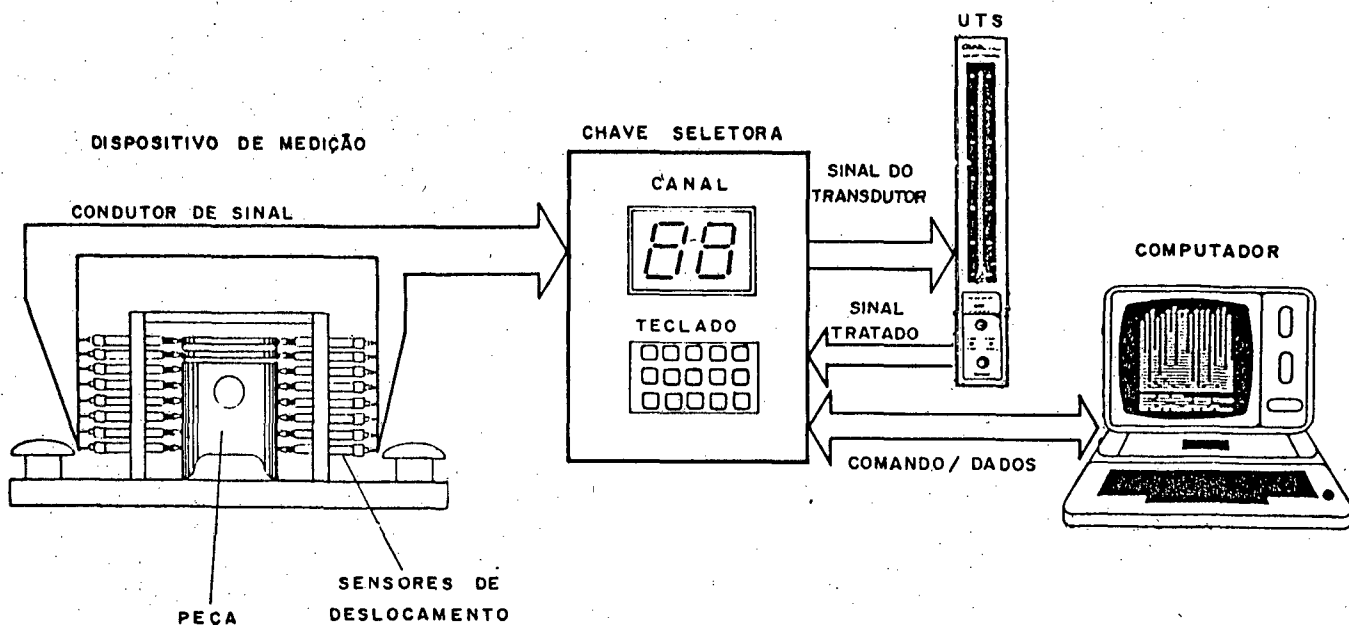
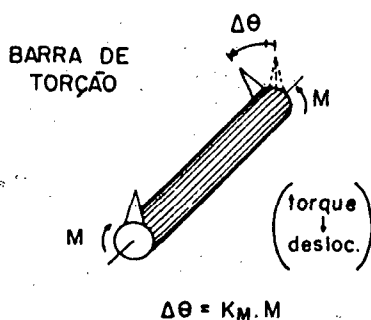
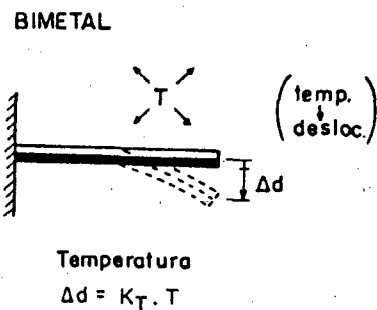
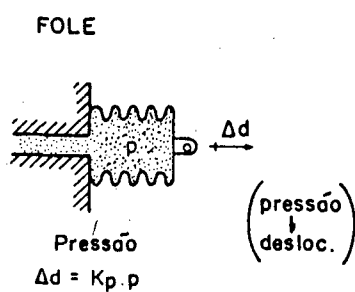
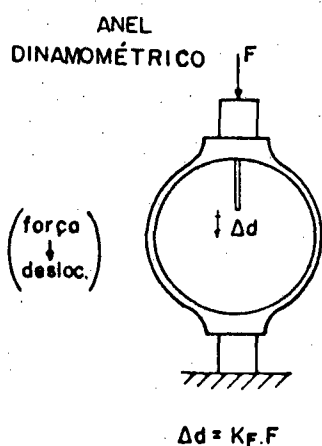


FIG. 1.1 : Medição de deslocamento usada no controle dimensional de peças.



SISTEMA MOLA-MASSA

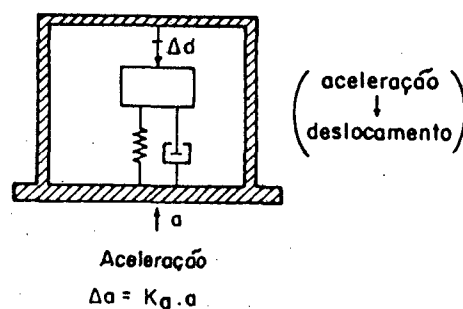


FIG. 1.2 : Medição de grandezas físicas.
Conversores para deslocamento.

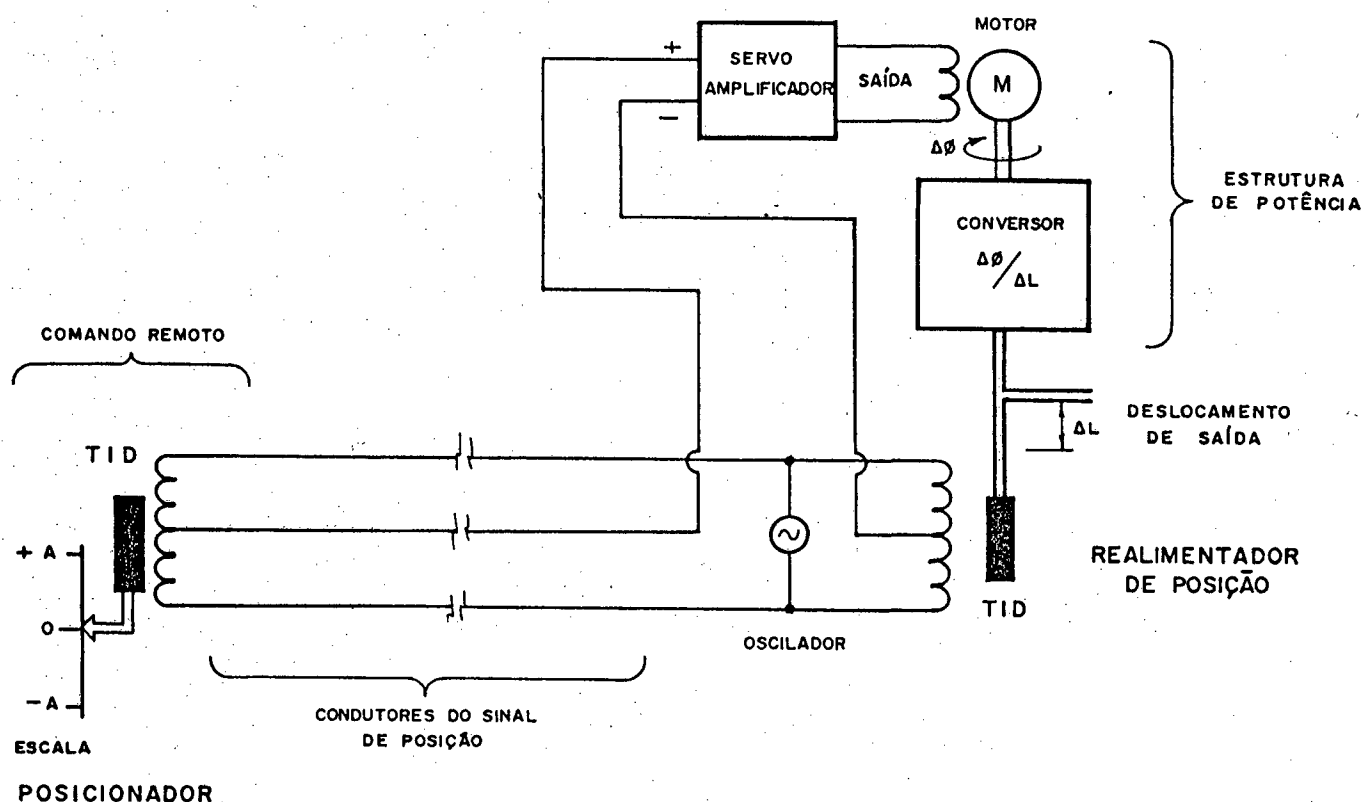


FIG. 1.3 : Medição de deslocamento como informação de realimentação.

1.2 TIPOS DE MEDIDORES DE DESLOCAMENTOS

Os sistemas de medição ou medidores em geral são constituídos de módulos conforme o diagrama de blocos da figura 1.4.

O transdutor pode ser dividido ainda em vários conversores, sendo o primeiro conversor chamado de sensor.

A classificação dos Sistemas de Medição é feita em função do princípio do transdutor.

Os medidores de deslocamentos estão classificados conforme o quadro da figura 1.5.

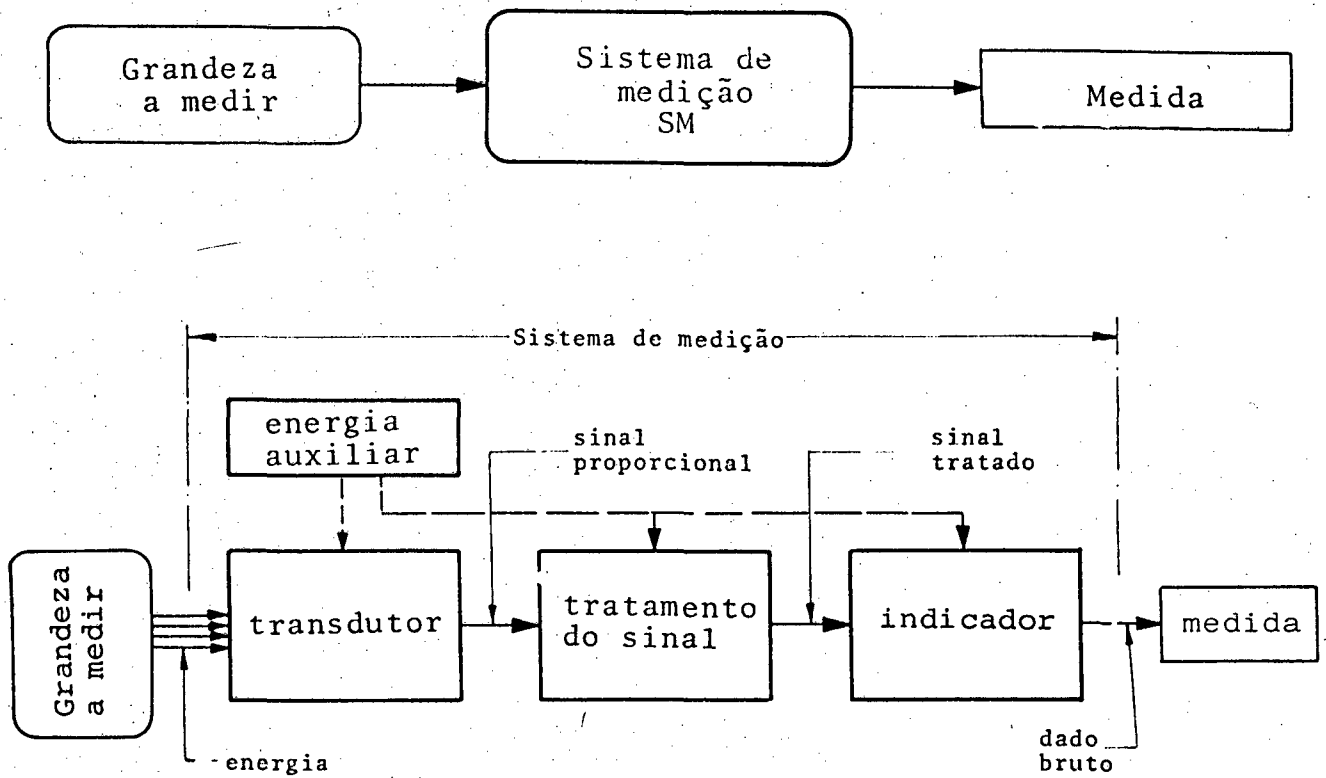
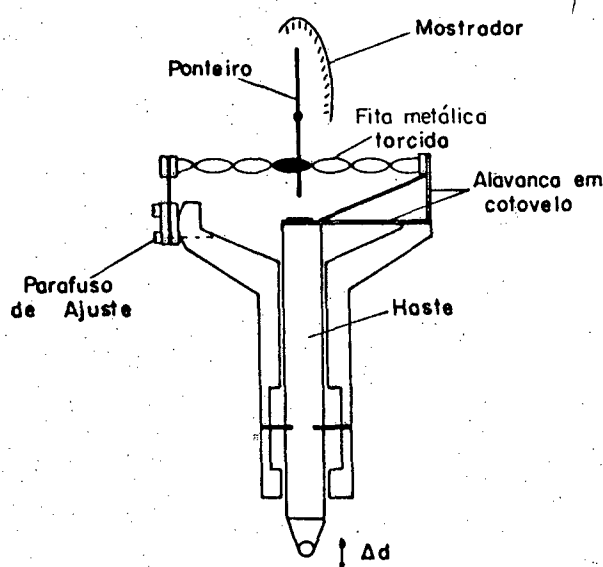


FIG. 1.4 : Diagrama de blocos de um sistema de medição.

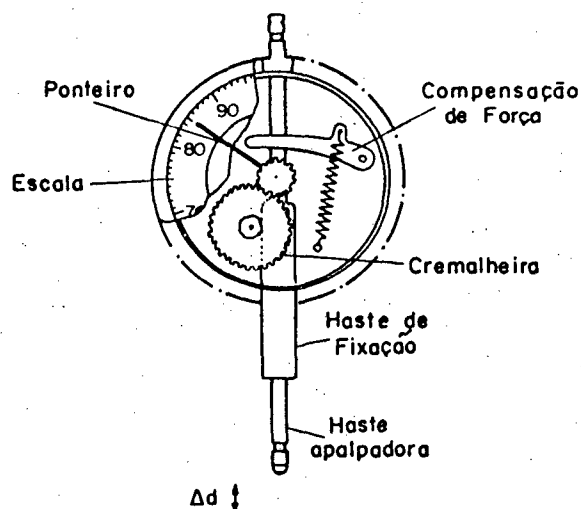
Tipos de Medidores de Deslocamento		
Mecânicos	<ul style="list-style-type: none"> - Mola Torcional - Alavancas - Engrenagens (relógio comparador) 	
Pneumáticos	<ul style="list-style-type: none"> - Vazão Variável 	
Óticos	<ul style="list-style-type: none"> - Projetor de Perfil 	
Elétricos	<ul style="list-style-type: none"> - Digitais 	<ul style="list-style-type: none"> - Fotoelétrico
	<ul style="list-style-type: none"> - Analógicos 	<ul style="list-style-type: none"> - Resistivos - Capacitivos - Indutivos - Fotoelétricos

FIG. 1.5 : Classificação dos Medidores de Deslocamento

Em geral os Medidores de Deslocamentos Mecânicos (fig. 1.6.a e b), utilizam uma grande gama de mecanismos para ampliação e indicação do sinal de deslocamento como: trens de engrenagens, cames, alavancas, molas de torção, etc. Os medidores mais usuais são do tipo: mola torcional e engrenagens (relógio comparador). Suas principais desvantagens são quanto ao atrito que se distribui ao longo de muitas peças móveis de transmissão, provocando desgaste e histerese; quanto à faixa dinâmica, servindo só para medições estáticas; quanto à força de medição, em geral mais elevada que em outros sistemas e quanto a automatização, dificultada pela transmissão do sinal e leitura automática.



a) TIPO COM MOLA TORCIONAL



b) TIPO COM ENGRENAGENS

FIG. 1.6 : Medidores mecânicos de deslocamento.

Os medidores pneumáticos baseiam-se na transformação de um deslocamento numa variação de pressão. Isto ocorre quando um fluxo de ar que passa através de um orifício tem seu fluxo livre alterado pela aproximação de uma superfície. A distância do orifício à superfície provoca uma variação de pressão que é

ampliada e indicada. Os erros de medição, em geral, estão ligados a não linearidade do sensor, ao sistema de medição de pressão e à qualidade do ar comprimido que supre os sensores /2/.

São de vantagem singular em meios sujeitos à radiação nuclear e campos eletro-magnéticos. Quanto à automatização, necessitam adaptação de circuitos eletrônicos auxiliares.

Os medidores óticos são aplicados principalmente na medição de perfis e na medição linear e angular de peças pequenas. Sua grande vantagem é a não existência de retroação sobre a peça a medir o deslocamento. Os principais medidores óticos são os microscópios de medição e os projetores de perfis /3/.

Os medidores elétricos de deslocamentos estão sendo cada vez mais utilizados em substituição aos sistemas já citados, principalmente pela sua simplicidade de construção e facilidade de automatização. Ainda, a crescente evolução da eletrônica permite que sejam construídos sistemas com erros mínimos e alta imunidade a fatores ambientais.

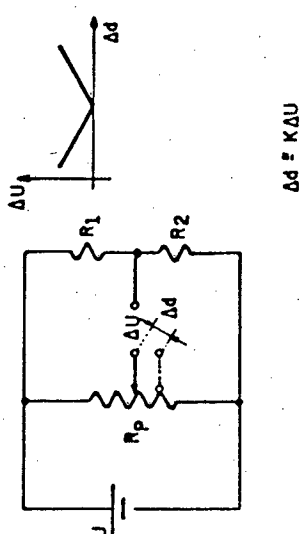
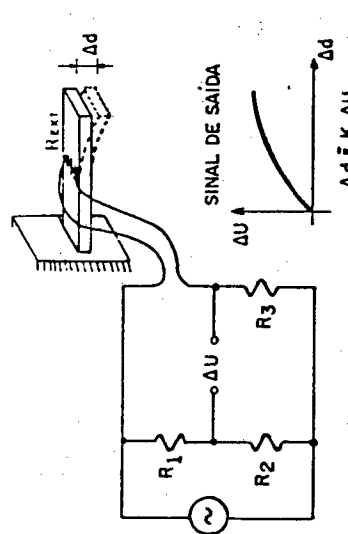
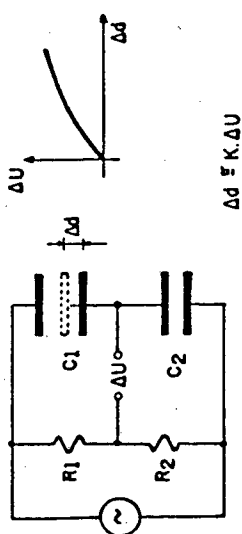
Nas páginas seguintes (fig. 1.7) são expostas as principais características dos transdutores elétricos para medição de deslocamentos.

1.3 O TRANSDUTOR INDUTIVO DE DESLOCAMENTO

No quadro da figura 1.7, pode-se observar as vantagens de se utilizar, como princípio de transdução na medição de deslocamentos, os do tipo analógico indutivo por variação da relutância (TD/AIR), pelas suas ótimas qualidades metrológicas como linearidade, sensibilidade e resolução.

O TD/AIR proposto pode ter contato mecânico com a peça a medir ou não. São chamados de transdutores de variação da relutância por núcleo (TD/AIRN) ou pelo meio externo (TD/AIRME). Em geral, nos TD/AIRN, consegue-se maior faixa linear. Já os TD/AIRME não oferecem retroação sobre a peça a medir o deslocamento.

TIPO	ESQUEMA	CARACTERÍSTICAS METROLÓGICAS E OPERACIONAIS RELEVANTES	VANTAGENS (V) E DESVANTAGENS (D)
a) TD/DEFA DIGITAL FOTOELÉTRICO ABSOLUTO	<p>SINAL DE SAÍDA $\Delta U(V)$</p> <p>Ad = K (VALOR BINÁRIO)</p>	<p>V.Op. = 0 à 10 Hz</p> <p>$R \geq 1 \mu m$</p>	<p>V - Alta Linearidade</p> <p>D - Pequena V. de Operação</p> <p>D - Má Resolução</p>
b) TD/DFI DIGITAL FOTOELÉTRICO INCREMENTAL	<p>SINAL DE SAÍDA ΔU</p> <p>Ad = K (Nº DE PULSOS)</p>	<p>V.Op. = 0 à 10³ Hz</p> <p>$R \geq \emptyset,1 \mu m$</p> <p>F.OP. = 30 mm</p>	<p>V - Grande Faixa de Operação</p> <p>V - Resolução Boa</p> <p>D - Alta Tecnologia Envolvida na Fabricação da Grade</p>
c) TD/DFV DIGITAL FOTOELÉTRICO por VARREDURA	<p>SINAL DE SAÍDA ΔU</p> <p>Ad = K (Nº DE PULSOS)</p>	<p>V.Op. = 0 à 10⁴ Hz</p> <p>$R \geq 15 \mu m$</p>	<p>V - Grande Faixa de Operação</p> <p>V - Alta Freq. de Operação</p> <p>D - Resolução Ruim (> 15μm)</p>

TIPO	ESQUEMA	CARACTERÍSTICAS METROLOGICAS E OPERACIONAIS RELEVANTES	VANTAGENS (V) E DESVANTAGENS (D)
d) TD/ARP ANALÓGICO RESISTIVO POTENCIOMÉTRI CO	 <p>SINAL DE SAÍDA</p> <p>$\Delta d = K \Delta U$</p>	<p>V.Op. = 0 à 5 Hz</p>	<p>V - Boa Linearidade</p> <p>D - Alta Resist. nos contatos do cursor</p> <p>D - Baixa Freq. de Operação</p>
e) TD/ARE ANALÓGICO RESISTIVO EXTENSOMÉTRI CO	 <p>SINAL DE SAÍDA</p> <p>$\Delta d = K \Delta U$</p>	<p>V.Op. = 0 à 10^5 Hz</p> <p>$R \geq 0,01 \mu m$</p>	<p>V - Pequenos Erros</p> <p>V - Alta Frequência de Operação</p> <p>D - Pequena Sensibilidade</p>
f) TD/ACA ANALÓGICO CAPACITIVO por variação do AFASTAMEN TO das Placas	 <p>SINAL DE SAÍDA</p> <p>$\Delta d = K \Delta U$</p>	<p>V.OP. = 0 à 10^4 Hz</p>	<p>V - Alta Sensibilidade</p> <p>V - frequência de Operação Alta</p> <p>D - Alta Impedância de Saída</p> <p>D - Sensível a Campos Elétricos e umidade</p> <p>D - Pouco Linear</p>

TIPO	ESQUEMA	CARACTERÍSTICAS METROLOGICAS E OPERACIONAIS RELEVANTES	VANTAGENS (V) E DESVANTAGENS (D)
g) TD/AIE ANALÓGICO INDUTIVO por Variação do nº de ESPIRAS da Bobina	<p>SINAL DE SAÍDA</p> <p>$\Delta d = K(\Delta U)$</p>	<p>V.Op. = 0 à 5 Hz</p>	<p>V - Construção Extremamente Simples</p> <p>V - Alta Tensão de Saída</p> <p>D - Desgaste nos contatos</p> <p>D - Alta Resistência Elétrica nos contatos</p>
h) TD/AIDRME ANALÓGICO INDUTIVO por Variação da RELUTÂNCIA EXTERNA	<p>SINAL DE SAÍDA</p> <p>$\Delta d = K\Delta U$</p>	<p>V.Op. = 0 à 10⁴ Hz</p> <p>F.Op. = 0,45 mm</p> <p>L = depende da distância l</p>	<p>V - Força de Medição Desprezível</p> <p>V - Alta Faixa Dinâmica</p> <p>D - Faixa de Operação Pequena</p>
i) TD/AIRN ANALÓGICO INDUTIVO por Variação da RELUTÂNCIA por NÚCLEO	<p>SINAL DE SAÍDA</p> <p>$\Delta d = K(\Delta U)$</p>	<p>V.OP. = 0 À 10⁴ Hz</p> <p>R = 0,01 μm</p>	<p>V - Construção Compacta</p> <p>V - Alta freq. de Operação</p> <p>V - Não Apresenta Desgastes</p> <p>D - Alto Erro de Linearidade</p> <p>D - Baixa Sensibilidade</p> <p>D - Não imunidade a Interferência Ambientais</p>

TIPO	ESQUEMA	CARACTERÍSTICAS METROLÓGICAS E OPERACIONAIS RELEVANTES	VANTAGENS (V) E DESVANTAGENS (D)
j) TD/AIDRN ANÁLOGICO INDUTIVO por variação DIFERENCIAL da RELUTÂNCIA por NÚCLEO	<p>Sinal de saída</p> <p>ΔU</p> <p>Δd</p> <p>$\Delta d = K \Delta U$</p>	<p>V.Op. = 0 à 10^4 Hz</p> <p>$R \geq 0,01 \mu m$</p> <p>$P \geq 0,5 \%$</p> <p>$S \leq 100$ mV/mm</p>	<p>V - Alta Sensibilidade</p> <p>V - Alta Linearidade</p> <p>V - Construção Compacta</p> <p>V - Alta frequência de Operação</p> <p>V - Não Apresenta Desgastes</p> <p>V - Boa Imunidade a Interferências Ambientais</p>
n) TD/AICP ANALÓGICO INDUTIVO por Variação de CORRENTES PARASITAS	<p>Sinal de saída</p> <p>ΔU</p> <p>Δd</p> <p>$\Delta d = K \Delta U$</p>	<p>V.Op. = 0 à 10^4 Hz</p> <p>F.Op. = $\pm 1 \mu m$</p>	<p>V - Força de Medição Desprezível</p> <p>V - Alta Faixa Dinâmica</p> <p>D - Pouca Linearidade</p> <p>D - Mede Deslocamentos somente de Materiais com boa condutibilidade elétrica</p>
m) TD/AIDAT ANALÓGICO INDUTIVO por Variação DIFERENCIAL do ACOPLAMENTO de um TRANSFORMA- DOR	<p>Sinal de saída</p> <p>ΔU</p> <p>Δd</p> <p>$\Delta d = K \Delta U$</p>	<p>V.Op. = 0 à 10^4 Hz</p> <p>$R \geq 0,01 \mu m$</p> <p>$P \geq 0,5 \%$</p> <p>$S \leq 100$ mV/mm</p>	<p>V - Alta Sensibilidade</p> <p>V - Boa Linearidade</p>

TIPO	ESQUEMA	CARACTERÍSTICAS METROLOGICAS E OPERACIONAIS RELEVANTES	VANTAGENS (V) E DESVANTAGENS (D)
o) TD/AFDCE ANALÓGICO FOTOELÉTRICO por Variação DIFERENCIAL das CORRENTES ELÉTRICAS	<p>LUZ</p> <p>SUBSTRATO SEMI-CONDUTOR</p> <p>Δd</p> <p>I_1</p> <p>I_2</p> <p>R_1</p> <p>R_2</p> <p>U</p> <p>ΔU</p> <p>$\Delta d = K\Delta U$</p> <p>SINAL DE SAÍDA</p> <p>ΔU</p> <p>Δd</p>	<p>V. Op. = 0 à 10^4 Hz</p>	<p>V - Boa Linearidade</p> <p>V - Boa Sensibilidade</p> <p>D - Ambiente deve Estar Livre de Poeira, Oléo etc.</p>
p) TD/AFQL ANALÓGICO FOTOELÉTRICO por Variação da QUANTIDADE de LUZ	<p>FONTE LUMINOSA</p> <p>Δd</p> <p>R</p> <p>U</p> <p>ΔU</p> <p>FOTO-RESISTOR</p> <p>SINAL DE SAÍDA</p> <p>ΔU</p> <p>Δd</p> <p>$\Delta d = K\Delta U$</p>	<p>V. Op. = 0 à 10^3 Hz</p>	<p>V - Boa Linearidade</p> <p>V - Alta Faixa de Operação</p> <p>D - Pouco Compacto</p>

FIG.1.7 : Tipos de Transdutores Elétricos de Medição de Deslocamentos

pela inexistência de contato com a mesma e, conseqüentemente, inexistência de força de medição. Mas sua utilização é restrita a peças de materiais com permeabilidade magnética muito maior que a do meio normal (ar).

No quadro da fig. 1.8 são apresentados valores limites típicos para as principais características metrológicas dos Transdutores Indutivos de Deslocamentos tipo TD/AIDRN.

Característica	Valor Típico	Observação
Precisão	$\pm 0,5\%$ do V.F.E.	Para a faixa de operação nominal.
Linearidade	$\pm 0,05\%$ a 5%	Dependendo da faixa de operação.
Incerteza de Medição	$\pm 0,01$ mm	$\pm 2S$ (S=desvio padrão para n medidas) para uma faixa de ± 2 mm.
Histerese	$\pm 0,003$ mm	Dados de calibração feita em um transdutor.
Resolução	$0,01$ μ m	Dada aproximadamente pela tensão residual do circuito ponte.
Sensibilidade	100 mv/mm	Por unidade volt de excitação do transdutor.

FIG.1.8 : Características Metrológicas do TD/AIDRN
(Valores Limites Típicos) /4/, /5/ e / 6/.

1.4 OBJETO DE ESTUDO

Neste capítulo foram mostrados, brevemente, a importância da medição de deslocamentos, os princípios de transdução e as vantagens do T.I.D. tipo variação diferencial da relutância por núcleo.

Este trabalho visa dar uma contribuição do ponto de vista

eletro-eletrônico ao projeto do TD/AIDRN constituindo-se uma etapa inicial ao desenvolvimento destes. Sendo o assunto muito abrangente, no plano de trabalho propôs-se abordar os seguintes itens:

- a) O conhecimento das funções e influências das partes constituintes do transdutor, através de estudos teóricos e ensaios.
- b) Conhecer as influências do meio externo sobre o comportamento metrológico do transdutor.
- c) Desenvolver um modelo matemático de forma a se poder avaliar as características metrológicas e operacionais para uma dada estrutura do transdutor.
- d) Construir e ensaiar um protótipo de T.I.D., otimizado segundo suas características metrológicas e operacionais, com o uso do ferramental desenvolvido.

2. ASPECTOS OPERACIONAIS E CONSTRUTIVOS DO TRANSDUTOR

2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A variação da indutância de uma bobina pode ser feita, dentre outras maneiras, pela variação da relutância do seu circuito magnético. Para o transdutor em questão, esta variação é dada pelo deslocamento de um núcleo de alta permeabilidade magnética dentro da bobina.

Esta variação de relutância provoca uma alteração no fluxo magnético da mesma, que por sua vez altera o valor da indutância da bobina segundo a equação:

$$L = \frac{n^2}{R}$$

onde: L é o valor da indutância em henries

n é o número de espiras da bobina

R é o valor da relutância magnética

Na figura 2.1 pode-se observar a distribuição das linhas equifluxo magnético para uma bobina genérica com núcleo de ar. Nota-se uma maior concentração do fluxo magnético e maior uniformidade na sua distribuição na região central da bobina.

Um tratamento analítico para a variação da relutância magnética de uma bobina em função do deslocamento de um núcleo é muito difícil de ser feito, pois neste tipo de transdutor existe um "entre-ferro equivalente" muito grande e sua geometria é complicada, tornando a distribuição do fluxo não uniforme.

Pode-se esperar, no entanto, que o deslocamento longitudinal de um núcleo do material de alta permeabilidade magnética sob o eixo da bobina altere a distribuição de fluxo original (fig. 2.1) de uma bobina de ar e, conseqüentemente, o valor do fluxo total da bobina. Nota-se que esta variação será no sentido de aumentar o valor do fluxo até que o centro do núcleo atinja o centro da

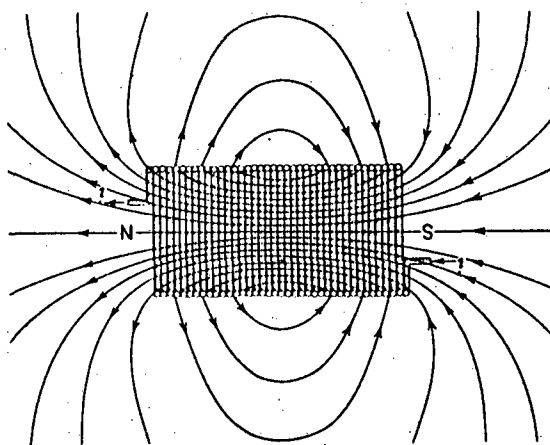


FIG. 2.1 : Distribuição do fluxo magnético em uma bobina com núcleo de ar.

bobina. Desta forma, se está diminuindo a relutância do meio onde o fluxo se distribui. Do mesmo modo, supondo a bobina e o núcleo totalmente simétricos, quando o núcleo continua seu movimento de forma a sair da bobina provoca o mesmo tipo de variação no fluxo magnético, mas agora no sentido de diminuí-lo. Naturalmente, modificações podem ser feitas na estrutura sensora básica buscando obter principalmente uma relação linear entre a variação de fluxo ou indutância e a de deslocamento, assim como, buscar uma maior variação desta indutância para um dado deslocamento (aumento da sensibilidade) e procurar tornar o sensor do transdutor imune às influências de fatores ambientais adversos. Algumas modificações neste sentido são:

- o aumento da indutância da bobina sensora, procurando-se caracterizar o efeito indutivo sobre outros efeitos parasitas inerentes à construção física de uma bobina, como a resistência do enrolamento e capacitância parasita entre as espiras. Este aumento é conseguido principalmente diminuindo-se a relutância do fluxo magnético na região externa da bobina, com a colocação de uma armadura de material com alta permeabilidade magnética na bobina (fig. 2.2.a).
- alteração na distribuição das linhas de fluxo, buscando

atingir maior linearidade e sensibilidade de variação da indutância com o deslocamento. Isto pode ser conseguido alterando-se a geometria e dimensões da armadura, núcleo e bobinas.

- proteção do campo magnético interno do sensor contra a interferência de campos magnéticos externos, conseguida através do efeito de blindagem que a armadura proporciona sobre as bobinas.
- uso de duas bobinas sensoras (fig. 2.2.b), o que melhora a sensibilidade, a linearidade e a imunidade a certos fatores ambientais distribuídos (como ruído elétrico, magnético e variações de temperatura que atingem por igual o corpo do transdutor) quando ligadas de modo diferencial (fig. 1.7.j).

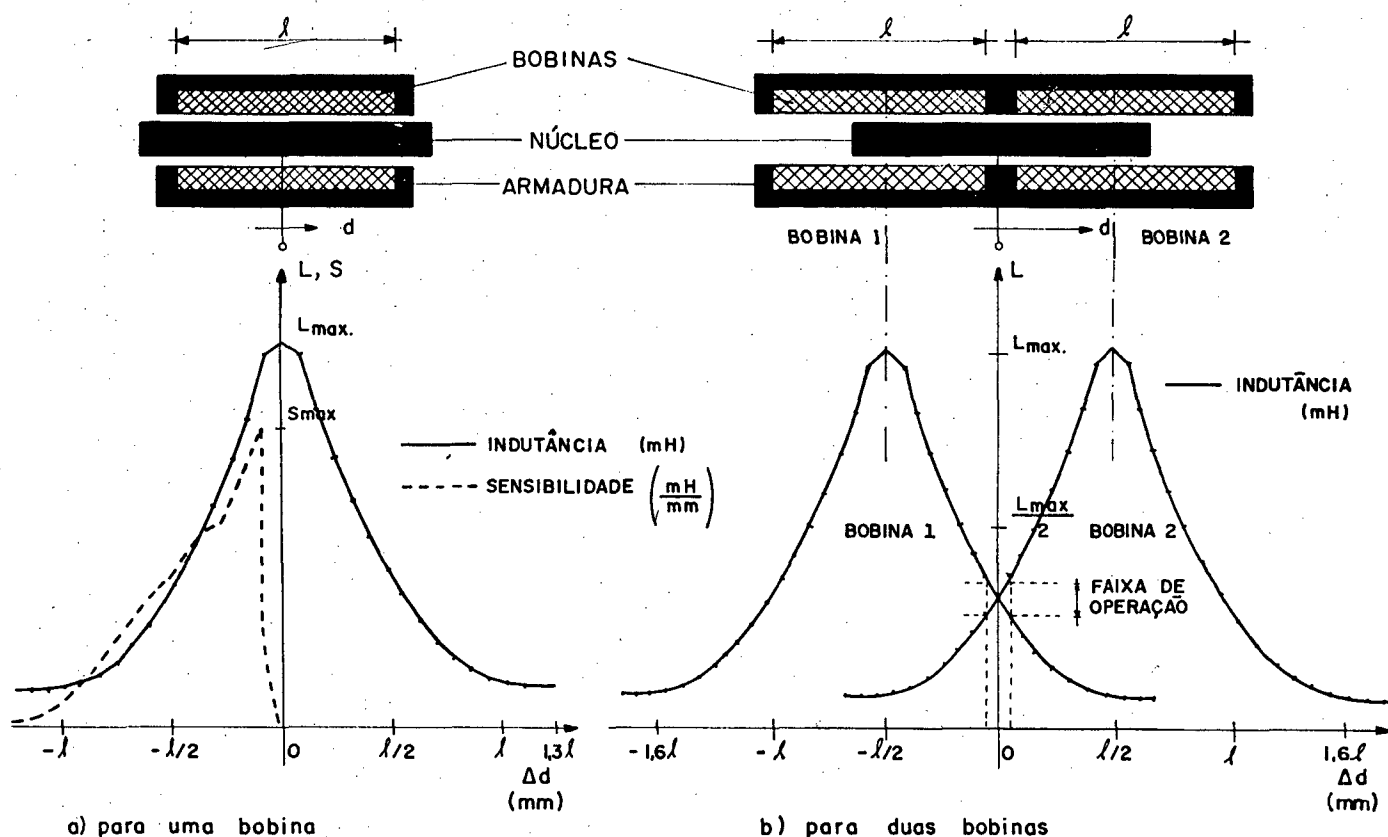


FIG. 2.2 : Variação da indutância própria e da sensibilidade para sensores indutivos de deslocamento.

A figura 2.2.a mostra a variação de indutância para uma bobina simétrica e núcleo também simétrico, com armadura (dados obtidos através da aplicação de um programa de cálculos de campos magnéticos /7/).

Superposta à curva de variação da indutância em função do deslocamento (fig. 2.2.a), está a curva de variação da sensibilidade da mesma. Nota-se que para esta geometria o ponto de máximo da curva de sensibilidade se localiza perto da região central da bobina, no ponto de inflexão da curva de variação de indutância.

De forma análoga, na figura 2.2.b tem-se a curva de variação da indutância própria das bobinas 1 e 2 para um sensor do tipo diferencial. A faixa de operação do sensor é tomada como sendo em torno do centro do sensor que é, para duas bobinas iguais, simétricas e com núcleo também simétrico, o ponto de cruzamento das curvas de indutâncias parciais das bobinas.

Pode-se notar que, para este exemplo de sensor, a região de maior linearidade e maior sensibilidade de cada bobina não coincide com a faixa de operação indicada para o sensor. Porém, a região de cruzamento das duas curvas é a região que mais garante a igualdade das sensibilidades parciais de variação da indutância para pequenos deslocamentos em torno deste ponto. Isto é importante do ponto de vista de imunidade do sensor diferencial a perturbações ambientais distribuídas, como será apresentado no item 2.1.3.

Com base no que foi exposto, conclui-se que o bom desempenho metrológico do transdutor será garantido colocando-se o ponto de cruzamento das curvas de variação das indutâncias parciais na região de maior linearidade e sensibilidade destas.

2.1.1 O Circuito Elétrico do Transdutor

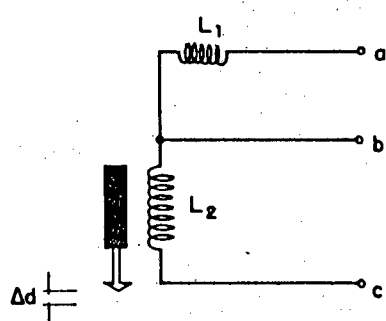
A grandeza de saída do transdutor, a tensão elétrica U_s , é obtida pela excitação do sensor (fig. 2.3.a e b) com uma tensão senoidal conforme a equação:

$$U_{osc} = U_p \text{ Sen } (\omega t) \quad (2.1)$$

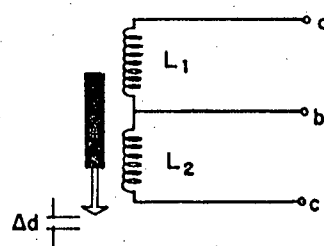
e pela adição de um circuito auxiliar complementar (fig. 2.3.c e d). Assim um deslocamento do núcleo transforma-se em uma variação da relutância do circuito magnético que se traduz em variações de indutâncias, e consequentemente, em variações da tensão de saída U_s .

O circuito auxiliar complementar pode ser resistivo (fig. 2.3.c) ou indutivo (fig. 2.3.d). Tem a função de deslocar o valor

CIRCUITO DO SENSOR

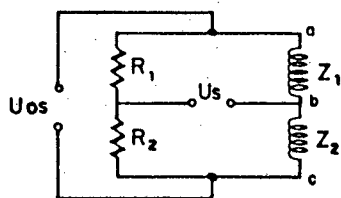


a) C/ 1 INDUTÂNCIA ATIVA (L_2)
(TD/AIRN)

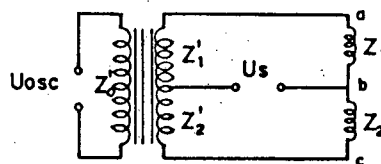


b) C/2 INDUTÂNCIAS ATIVAS (L_1 e L_2)
(TD/AIDRN)

CIRCUITO DO TRANSDUTOR



c) C/ CIRCUITO COMPLEMENTAR
RESISTIVO (R_1, R_2)



d) C/ CIRCUITO COMPLEMENTAR
INDUTIVO (Z_0, Z_1 e Z_2)

FIG. 2.3 : Circuito elétrico simplificado do transdutor de deslocamento.

da tensão U_s de modo a zerá-la quando o transdutor estiver em uma posição de início de medição. Isto permite que, ao se deslocar o núcleo para uma determinada posição, se obtenha apenas um valor de tensão que seja devido a este deslocamento. Sem a zeragem, o valor da tensão de saída (U_s) seria a soma do valor residual anterior com a tensão correspondente ao deslocamento atual. Pode-se concluir então que a não adoção do circuito complementar para o zeramento prévio da ponte causa problemas como a necessidade de se usar um sistema de medição desta tensão com altíssima resolução de modo a conseguir identificar variações de até décimos de mV somados a tensões (devido ao não zeramento) de até unidades de V.

2.1.2 O Sinal de Saída do Transdutor

O sinal de saída do transdutor é uma tensão elétrica (ΔU_s), proveniente do desequilíbrio do circuito ponte do transdutor. Este desequilíbrio se dá pela variação da impedância do sensor Z_1 e Z_2 .

A título de simplificação, considerar-se-á momentaneamente que as impedâncias Z_1 e Z_2 do sensor do transdutor geral tipo TD/AIDRN sejam formadas apenas por suas partes imaginárias (ωL_1 e ωL_2). Assim, a tensão de saída U_s para o circuito simplificado da figura 2.3.c é dada por

$$U_s = U_{os} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \right) \quad (2.2)$$

$$U_s = U_{os} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{L_2}{L_1 + L_2} \right) \quad (2.3)$$

Supondo que haja um deslocamento "d" e, conseqüentemente, uma variação de indutância nas bobinas, as novas indutâncias L_1 e L_2 serão dadas pelas equações genéricas abaixo:

$$L'_1 = L_1 + \Delta L_1$$

$$L'_2 = L_2 + \Delta L_2$$

Assim o novo valor de tensão de saída do transdutor fica sendo

$$U's = Uos \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{L_2 + \Delta L_2}{L_1 + \Delta L_1 + L_2 + \Delta L_2} \right) \quad (2.4)$$

A variação de tensão do transdutor U_s devido a um deslocamento d

$$\Delta U_s = U's - U_s = \left(\frac{L_2}{L_1 + L_2} - \frac{L_2 + \Delta L_2}{L_2 + \Delta L_2 + L_1 + \Delta L_1} \right) Uos \quad (2.5)$$

Admitindo ainda que as duas bobinas sejam idênticas, teremos, para a posição central do núcleo, $L_1 = L_2 = L$. Assim, ΔU_s se reduz a

$$\Delta U_s = Uos \left(\frac{\Delta L_1 - \Delta L_2}{2 (2L + \Delta L_2 + \Delta L_1)} \right) \quad (2.6)$$

2.1.3 Análise do Sinal de Saída do Transdutor

A partir da equação geral da tensão ΔU_s (eq 2.5) pode-se avaliar o comportamento do TD/AIDRN em comparação com o do tipo TD/AIRN quanto às características como sensibilidade e linearidade do sinal de saída e sensibilidade a fatores ambientais. Quanto à análise da linearidade do sinal de saída do

transdutor em função do deslocamento, pode-se dividir em 2 casos distintos: o primeiro diz respeito à linearidade da curva de variação da indutância em função do deslocamento ($L = f(d)$), a qual é uma característica do sensor. O segundo é a linearidade da variação da tensão de saída como função da indutância ΔL_1 ($\Delta U_s = f(\Delta L_1)$), que é uma característica do circuito complementar do transdutor. A busca sensata por uma maior linearidade do sinal de saída do transdutor em função do deslocamento deverá ser feita tentando linearizar ao máximo separadamente cada um dos casos.

Para que se faça as análises inicialmente propostas, deve-se considerar os 3 tipos de variações típicas de indutâncias abaixo:

- a) variação apenas de uma indutância com o deslocamento do núcleo, caso do TD/AIRN
- b) variação das duas indutâncias com o deslocamento do núcleo, caso do TD/AIDRN
- c) variação das duas indutâncias devido a ação de outros fatores externos.

Para a variação do tipo "a", L_1 é fixo. Assim $\Delta L_1 = 0$. A tensão de saída U_s (derivada da equação 2.6) passa a ser

$$\Delta U_s = - U_{osc} \frac{\Delta L_2}{2 (2L + \Delta L_2)} \quad (2.7)$$

Ainda como $\Delta L_2 \ll L$ a equação da variação do sinal de saída para o TD/AIRN é:

$$\Delta U_s = - U_{os} \frac{1}{4} \frac{\Delta L_2}{L} \quad (2.8)$$

Para o tipo "b" as variações de indutâncias (ΔL_1 e ΔL_2) para uma dada variação do deslocamento (Δd) do núcleo possuem sinais opostos assim:

$$\Delta U_s = - U_{osc} \frac{\Delta L_1 + \Delta L_2}{2 (2L + \Delta L_2 - \Delta L_1)} \quad (2.9)$$

Considerando-se ainda que para uma região linear da curva de variação da indutância em função do deslocamento (fig. 2.2.a) pode-se admitir $|\Delta L_1| = |\Delta L_2|$, a tensão ΔU_s para este caso fica:

$$\Delta U_s = - U_{osc} \frac{1}{2} \frac{\Delta L_2}{L} \quad (2.10)$$

Pode-se ver pelas equações 2.8 e 2.10 que a ligação diferencial em um transdutor de deslocamento do tipo variação da relutância pelo núcleo melhora a sensibilidade do mesmo aumentando-a em até duas vezes (considerando-se as simplificações adotadas).

Quanto à linearidade, analisar-se-á aqui somente a influência do circuito complementar do transdutor. Pelas equações de ΔU_s pode-se ver que para o caso "a" (equação 2.7) existe um termo residual (ΔL_2) no denominador o qual não permite que ΔU_s seja linear. Já para o TD/AIDRN (caso b), o termo inexistente (equação 2.10), tornando ΔU_s linear em função de ΔL_2 .

Os fatores ambientais, como por exemplo, a variação da temperatura ambiente, agem na grande maioria dos casos sob o tipo "c" de variação das indutâncias. Admitindo-se que estas variações sejam iguais em ambas as indutâncias, levando-se $\Delta L_1 = \Delta L_2$ na equação 2.5 teremos um sinal de saída nulo, garantindo a imunidade do TD/AIDRN a este tipo de perturbação.

2.1.4 O Sistema de Medição de Deslocamento

Neste item serão apresentados os módulos constituintes de um sistema de medição de deslocamento típico, afim de que se possa analisar com mais abrangência o comportamento do transdutor e dos módulos do sistema de medição envolvidos.

Na figura 2.4 pode-se ver os módulos constituintes de um sistema de medição com/ os seus respectivos sinais característicos.

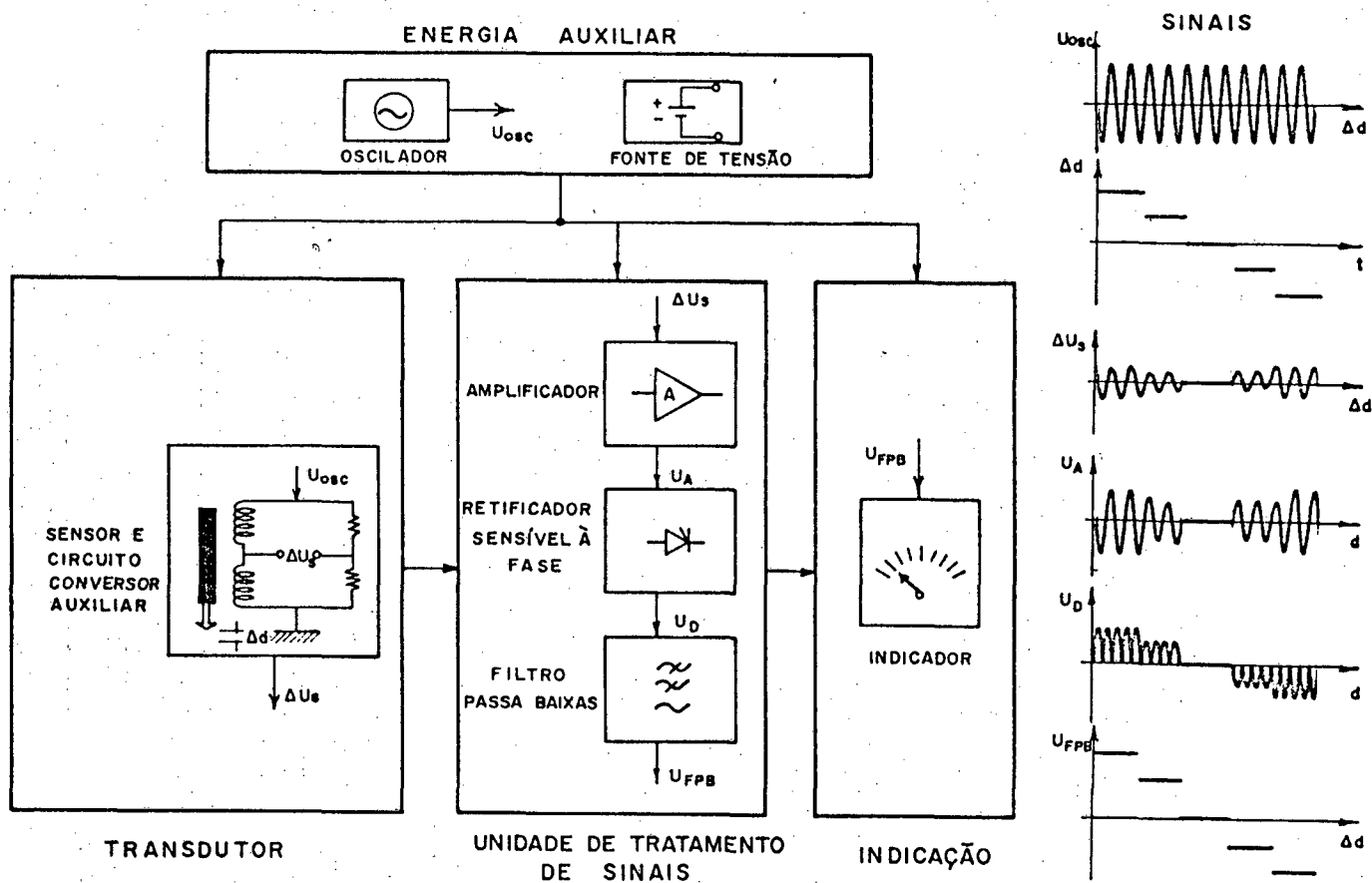


FIG. 2.4 : Diagrama de blocos de um sistema de medição de deslocamento típico e seus sinais.

Os principais módulos e suas funções são:

a) Amplificador

O amplificador recebe o sinal ΔU_s (mV) do transdutor, o qual é um sinal do tipo:

$$\Delta U_s = U \sin (wt - \phi)$$

Este sinal é recebido através de suas entradas diferenciais de alta impedância, que podem chegar até $1.000\ G\Omega$ /8/ para amplificadores com estrutura de entrada à T.E.C. (Transistor de Efeito de Campo), e amplia com ganho A , afim de elevá-lo a níveis de tensão adequados (unidades de volt) para que possa ser processado. O sinal de saída do amplificador será portanto:

$$U_A = A (\Delta U_s + U_d)$$

onde A = ganho do amplificador

U_s = tensão na entrada do amplificador

U_d = tensão de desvio DC do amplificador ("tensão de off set")

A tensão de desvio do amplificador deverá ser a menor possível, afim de que a mesma não contribua com desequilíbrios e saturações nos circuitos de ampliação e demodulação.

A estrutura do amplificador pode ser a básica para amplificadores de instrumentação /9/, como a apresentada na fig. 2.5.

São requisitos básicos para este tipo de amplificador: alta impedância de entrada, baixa tensão de desvio, baixa deriva do sinal de saída com temperatura, ganho plano na faixa de frequência do sinal portador da grandeza a medir.

b) Demodulador

O sinal U_a de tensão alternada precisa ser demodulado a fim de que se obtenha uma tensão contínua ("dc") que possa ser indicada ou registrada.

A primeira etapa desta conversão CA/CC é o demodulador, que pode ser sensível ou não a fase do sinal U_s em relação ao sinal do oscilador (U_{osc}).

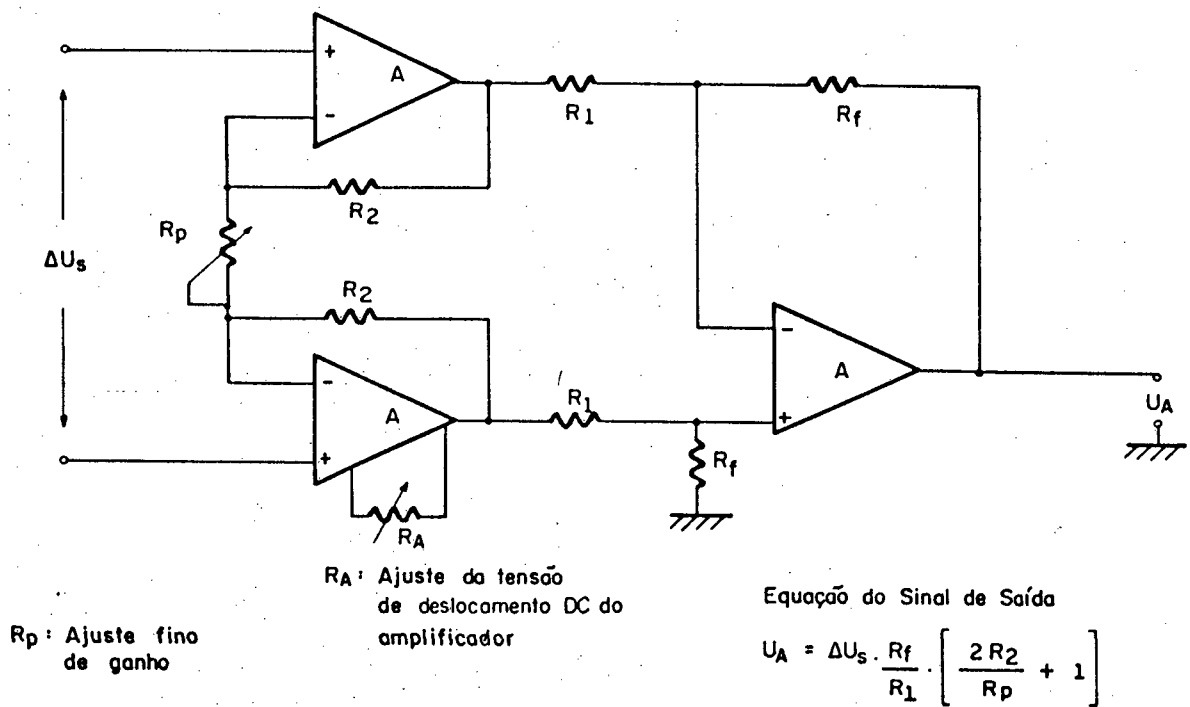


FIG. 2.5 : Estrutura de um amplificador de instrumentação típico.

As figuras 2.6 e 2.7 mostram respectivamente o circuito retificador não sensível à fase e o circuito retificador sensível à fase e os seus respectivos sinais de saída após filtrados. Nota-se que para o sinal de saída de um demodulador não sensível à fase (fig. 2.6.b) existirão para uma mesma indicação U duas possíveis situações de deslocamento, $+d$ e $-d$. Já para a demodulação sensível à fase (fig 2.7.b), isto não ocorre, mostrando uma vantagem em se utilizar este tipo de demodulação.

Para a demodulação sensível à fase, a tensão de saída do filtro passa baixas U_{fpb} é dada pela equação abaixo /11/.

$$U_{fpb} = KAU \cos \phi.$$

onde A é o ganho do ampl. de instrumentação.

U é o valor de pico da tensão U_s .

ϕ é o ângulo de defasagem entre a tensão U_s e a tensão do oscilador (U_{osc}).

K é o ganho do filtro.

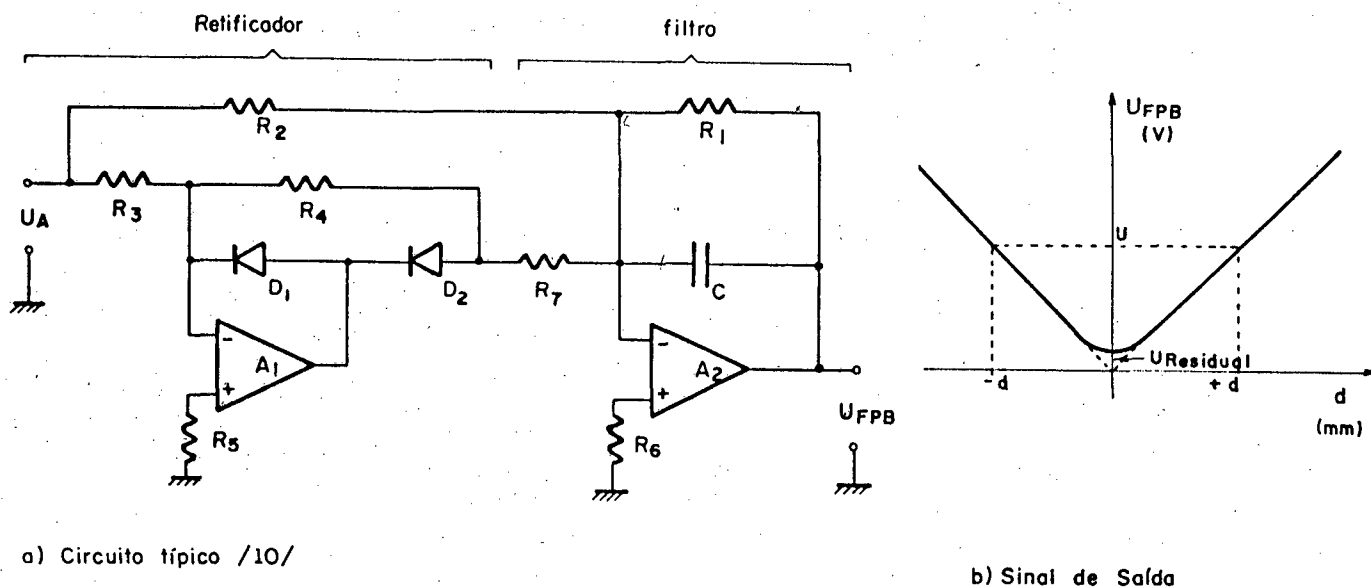


FIG. 2.6 : Conversor CA/CC, com retificação não sensível à fase /09/.

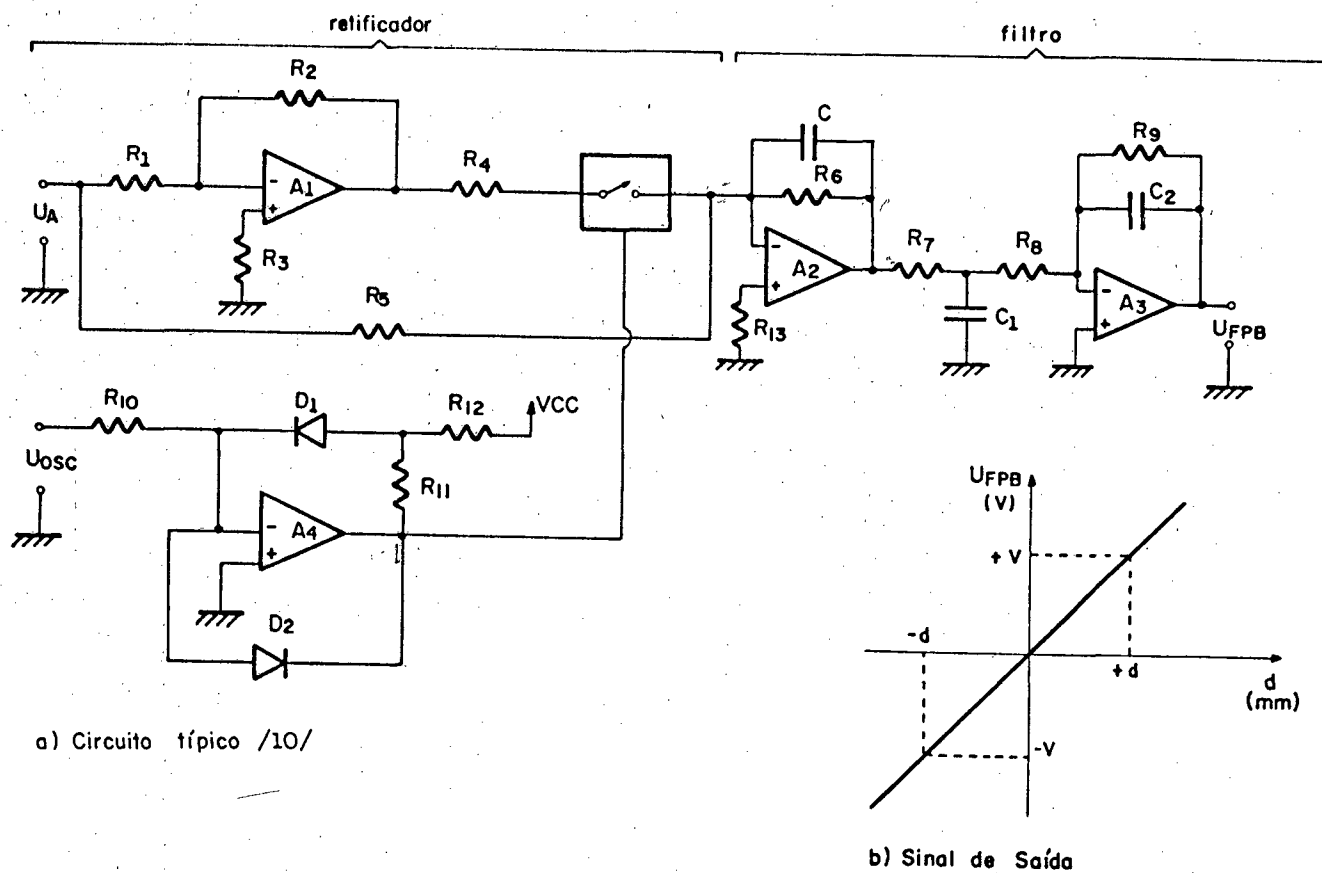


FIG. 2.7 : Conversor CA/CC com retificação sensível à fase /10/.

Outra vantagem do demodulador sensível a fase é a eliminação da tensão residual existente em um circuito ponte (fig. 2.6.b) /12/.

c) Filtro Passa Baixas

A função do filtro passa baixas é a de eliminar as componentes de alta frequência do sinal de tensão do demodulador. Estas componentes são devido à frequência da portadora do sinal e devido a ruídos no sistema de chaveamento do demodulador. Na figura 2.6 e 2.7 estão mostrados 2 circuitos típicos de filtro de 1ª e 2ª ordem respectivamente. São características desejáveis do filtro Passa Baixas:

- ganho plano na faixa dinâmica de operação do transdutor;
- corte abrupto das frequências superiores à frequência de corte " f_c " do filtro.

Sugere-se o emprego de um filtro de 2ª ordem, pelo menos, e a característica ganho em função da frequência dada pelos coeficientes do polinômio de Butterworth, por fornecer uma região de ganho plano excelente e ter boa característica de corte /13/.

d) Circuito Indicador

A indicação do sinal é feita usando-se o sinal de saída do filtro passa baixas U_{fpb} , a qual é um sinal de tensão contínua. Os indicadores mais comuns são os voltímetros digitais e analógicos. Os analógicos possuem a vantagem de permitirem uma melhor visualização do sentido de variação da tensão, enquanto que os digitais são os de mais fácil leitura. Quanto às características metrológicas e operacionais, este deve ter uma faixa de operação compatível com a excursão máxima da tensão U_{fpb} , velocidade de leitura no mínimo igual a máxima velocidade de variação do deslocamento de entrada, a impedância de entrada alta o suficiente a fim de não provocar erros de carregamento na tensão U_{fpb} e o seu erro máximo de indicação idealmente 10 vezes menor que o erro máximo

permitido para o deslocamento Δd .

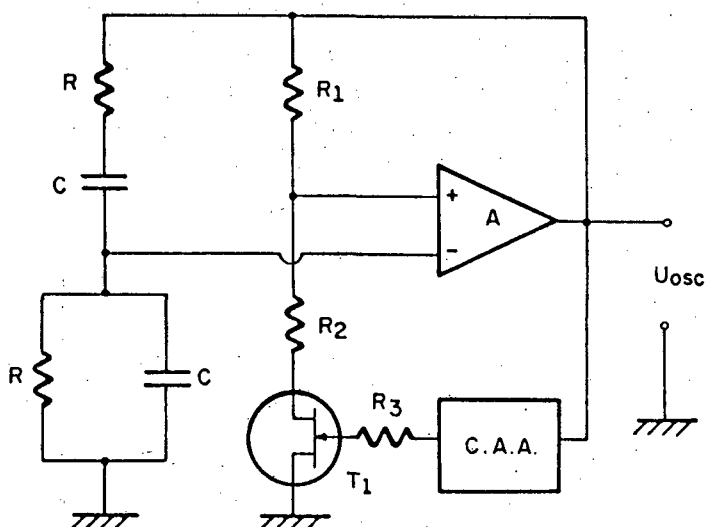
e) Circuito Oscilador

Este circuito fornece uma tensão de excitação senoidal que alimenta o sensor e o circuito complementar auxiliar do transdutor como visto na equação 2.1.

O sinal de tensão U_s depende diretamente da tensão U_{osc} através do valor U_p (tensão de pico) e da frequência w (a impedância de cada bobina depende diretamente deste valor). Caracteriza-se, assim, a necessidade de se ter um oscilador estável em amplitude e frequência para minimizar os erros provocados pela variação destes parâmetros.

Um circuito eletrônico oscilador típico empregado para estes fins, é o da Ponte de Wien com controle automático de amplitude (C.A.A.) (fig. 2.8).

Os valores típicos da amplitude (U_p de U_{osc}) são em torno de 3,5 V para os sistemas de medição em geral, dependendo principalmente da dissipação térmica do transdutor e seus efeitos no sinal de saída (erros). A frequência de excitação ($f = 1 / 2\pi RC$) se situa na faixa de 1.000 a 20.000 Hz /12/.



Frequência de oscilação

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \text{ (Hz)}$$

FIG. 2.8 : Circuito oscilador de ponte de Wien com C.A.A.

f) Fonte de Tensão

Fornece a energia elétrica auxiliar aos módulos descritos anteriormente sob forma de fonte de tensão. São usados os reguladores de tensão para alimentação dos circuitos em geral e as referências de tensão para fornecerem tensões referências nos circuitos.

Atualmente, graças a alta capacidade de regulação e baixa deriva térmica destes reguladores e referências, consegue-se obter erros desprezíveis no sinal de saída de um sistema de medição em função de uma flutuação da tensão de alimentação do S.M. ou de variações da temperatura ambiente.

Para os reguladores de tensão, são valores típicos de regulação de linha (U_s/U_e , tensão de saída sobre tensão de entrada do regulador) valores compreendidos entre 0,005% e 0,03% /8/.

Para as referências de tensão, encontram-se valores de variação do sinal de saída (sobre uma faixa de temperatura de -55 a +125 °C) de 0,5 a 100 ppm/°C /8/, satisfazendo as necessidades de estabilidade térmica para o projeto de sistemas de medição de deslocamento.

2.2 ASPECTOS RELATIVOS AOS COMPONENTES DO TRANSDUTOR

O TD/AIDRN possui genericamente uma configuração como a mostrada na figura 2.9. Cada parte constituinte possui funções diferentes, e importantes para o bom desempenho do transdutor, tanto sob o aspecto operacional como o metrológico. As tendências de construção destes dispositivos são a de miniaturização e da minimização dos erros de medição do transdutor. A seguir serão apresentados estes módulos e suas funções.

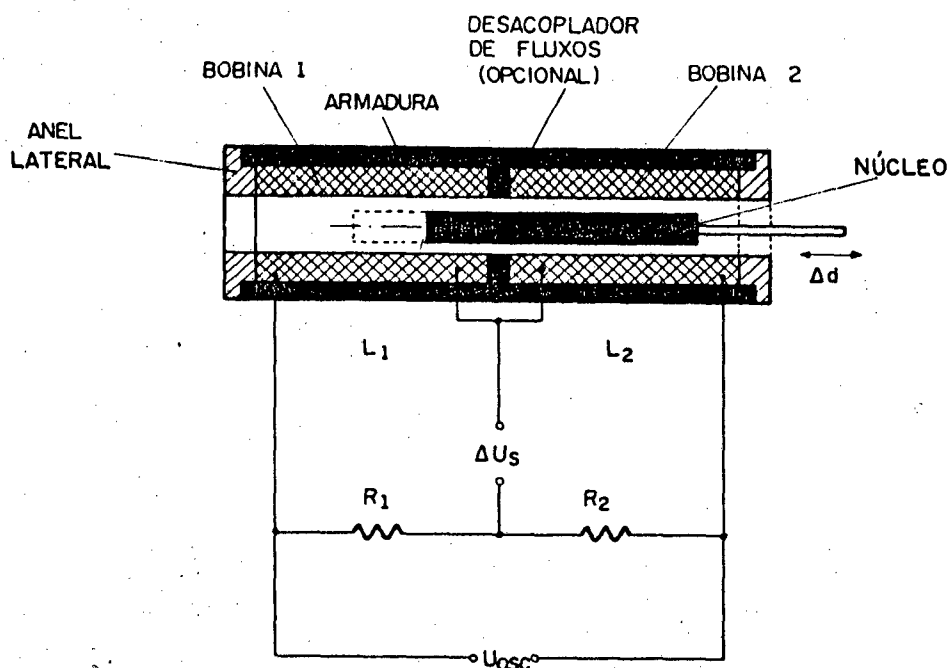


FIG. 2.9 : Estrutura básica dos módulos e partes constituintes do TD/AIDRN.

2.2.1 Bobinas

A função destas é a de gerar fluxo magnético no transdutor. De sua forma e simetria, dentre outros, depende a distribuição do fluxo magnético no interior do mesmo.

O circuito equivalente de uma bobina real pode ser assumido como o da figura 2.10 /12/, onde:

L é a indutância própria em henries

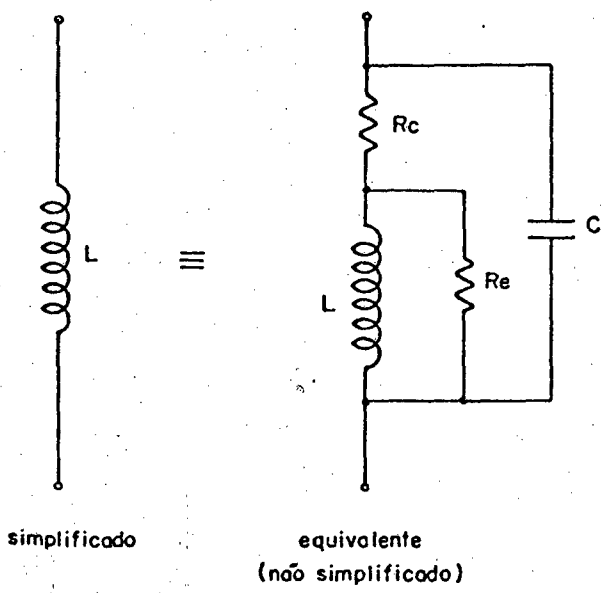
R_c é a resistência do enrolamento em ohms

R_e é a resistência de perdas por correntes parasitas em ohms

C é a capacitância própria do enrolamento em farads.

A indutância própria " L " é dada pela equação 2.1 e depende do número de espiras n e da relutância magnética.

Os fluxos magnéticos próprios produzidos pelas duas bobinas, do TD/AIDRN, interagem entre si dando origem a um fluxo magnético mútuo. Este fluxo magnético mútuo é caracterizado por uma



VALORES TÍPICOS DOS ELEMENTOS DAS BOBINAS		
elemento	valor	unidade
L	2 à 30	mH
R_c	15 à 35	Ω
R_e	10.000	Ω
C	1.000	pF

FIG. 2.10 : Circuito equivalente de uma bobina real.

indutância mútua "M".

Esta indutância mútua depende da quantidade de fluxo magnético de uma bobina que atinge a outra, da corrente que produz este fluxo e do número de espiras da bobina que o recebe.

A indutância mútua "M" pode ser dada através das equações:

$$M = \frac{n_2 \cdot \phi_{12}}{i_1} = \frac{n_1 \cdot \phi_{21}}{i_2} \text{ (H)}$$

O coeficiente de acoplamento k é dado por:

$$k = \frac{\phi_{12}}{\phi_1} = \frac{\phi_{21}}{\phi_2}$$

A indutância mútua pode ainda ser expressa em termos do coeficiente de acoplamento (k):

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \quad (\text{H})$$

A resistência do enrolamento é dada por /12/

$$R_c = \frac{40 \rho_c n S}{\pi d^2} \quad (\Omega)$$

onde: S é o comprimento médio de uma espira (mm)

n é o número de espiras da bobina

d é o diâmetro do fio (mm)

ρ_c é a resistência específica do fio (mm)

Para altas frequências de excitação da bobina, deve-se considerar o efeito Skin. Assim, a resistência passa a ser função da frequência, conforme a equação abaixo /12/.

$$R_c(\omega) = R_{co} (1 + (\omega \mu \sigma R^2)^{1/2})$$

onde: R_{co} é a resistência do condutor para frequência 0 Hz (C.C.)

$\omega = 2 \pi f$ onde f é dado em (Hz)

μ é a permeabilidade magnética do condutor (H/m)

σ é a condutividade do condutor (mho/m)

R é o raio da seção transversal do condutor (mm)

A capacitância C representa a capacitância própria dos enrolamentos e do cabo de conexão. Deve ser considerada para altas frequências de excitação.

A resistência de perdas por correntes parasitas é função do material do núcleo e da carcaça e será vista mais adiante nos itens específicos destes.

As bobinas deverão ser mais idênticas quanto possível a fim de minimizar os efeitos da tensão residual no circuito, os quais são objeto de estudo posterior.

Nos TID comerciais as bobinas são constituídas de fio de cobre com baixa resistência ôhmica, isolado com verniz. A espessura da camada de isolamento deverá ser a menor possível, observando as tensões de isolamento mínimas seguras.

Devem possuir rigidez mecânica suficiente, para suportarem choques e vibrações sem sofrerem alterações dimensionais.

As conexões dos terminais da bobina devem ser feitas de maneira permanente, (com solda estanho, por exemplo). Isto evita maus contatos, principalmente em presença de vibrações no transdutor.

2.2.2 Núcleo

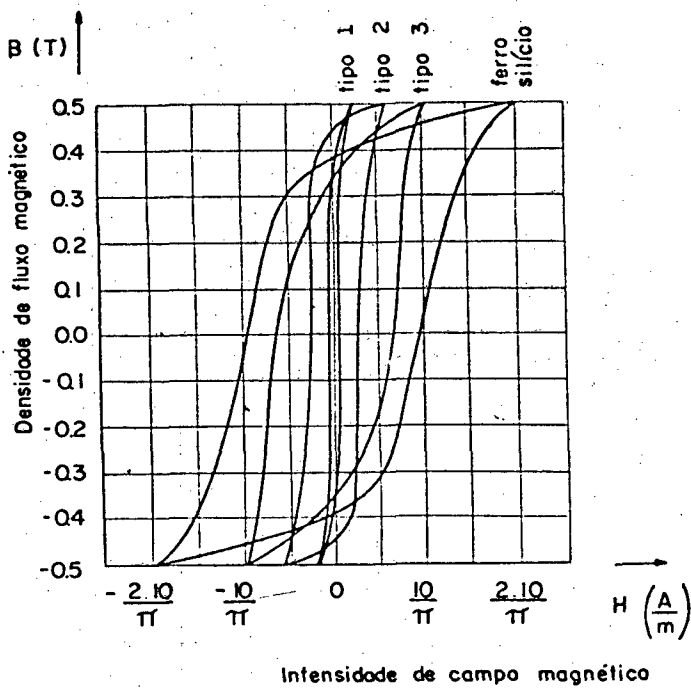
Tem a função de promover a variação da relutância do circuito magnético do transdutor, variando conseqüentemente a indutância (L) das bobinas. Seu movimento é axial e paralelo ao eixo das bobinas, sendo transmitido para seu interior por uma haste de material com permeabilidade magnética igual a do ar, e com baixo coeficiente de dilatação térmica (usualmente empregam-se os materiais cerâmicos).

O material do núcleo deve ter alta permeabilidade magnética inicial, pois os transdutores trabalham com baixas densidades de corrente, e ter uma relação $B \times H$ linear (B = densidade de fluxo magnético; H = intensidade de campo magnético). Os principais materiais utilizados com estas características são as ligas de ferro-níquel e os ferrites. A figura 2.11 mostra a curva $B \times H$ para 3 grupos de ligas de ferro-níquel.

As ligas do grupo 1 apresentam alta permeabilidade magnética à baixos valores de H . Elas tem uma permeabilidade relativa inicial na faixa de 10.000 à 30.000. Sua temperatura Curie é 350 C. Estas ligas são de difícil trabalho pois quando submetidas à tensões mecânicas alteram suas características magnéticas /12/.

As ligas do grupo 2, são ligas de alta permeabilidade relativa inicial, estando na faixa de 1.000 à 2.000. A temperatura Curie é de 400 C. /12/.

As ligas do grupo 3, tem uma alta permeabilidade magnética. Ligas deste tipo tem uma resistividade de 9.10^{-8} mm, sendo



CARACTERÍSTICAS DO MATERIAL	NOME COMERCIAL	PAÍS DE ORIGEM
Tipo 1 Ligas de muita alta permeabilidade a baixos campos magnéticos	Mu-metal	Inglaterra
	Permalloy C	Inglaterra e U.S.A.
	Anhyster M	França
	1040 Alloy	Alemanha
	Megaperm	Alemanha
Tipo 2 Liga de alta permeabilidade para altos campos magnéticos	Radio-metal	Inglaterra
	Permalloy B	Inglaterra e U.S.A.
	Anhyster D	França
	Hyperm	Alemanha
	Megaperm 4510	Alemanha
Tipo 3 Liga de média alta permeabilidade e de alta resistividade	Permenorm	Alemanha
	Rho-metal	Inglaterra
	Permalloy D	Inglaterra e U.S.A.
	Anhyster B	França
	Isoperm	Alemanha

FIG. 2.11 : Características magnéticas e comerciais de três tipos de liga ferro-níquel /11/.

indicada sua utilização em transdutores com alta frequência portadora. Sua permeabilidade relativa inicial está entre 1.000 e 8.000. A temperatura Curie é de 200 C /12/ .

Contudo, o grande interesse atualmente se volta para os ferrites, por serem materiais dos quais, através da metalurgia do pó, se obtém peças de pequenas dimensões com geometria complexa e baixos custos. Suas principais características magnéticas são relativa alta permeabilidade magnética inicial e alta resistividade (200 a 1M Ω .mm), o que permite desconsiderar as perdas por corrente parasita (Re).

Os dois grupos mais comuns de ferrite são os ferrites de mangânes-zinco (Mn-Zn) e os ferrites de níquel-zinco (Ni-Zn). Os ferrites do tipo Mn-Zn tem permeabilidades relativas iniciais entre 1.000 à 2.000 e são usados com baixas perdas até frequências de 500 kHz. Sua resistividade é de 200 a 1.000 (Ω .mm), /15/. Os ferrites do tipo Ni-Zn são usados em frequências

muito altas (mais de 1000 MHz), sendo sua permeabilidade magnética relativa inicial de 10 a 1.000. Possuem resistividade em torno de $1\text{M}\Omega\text{mm}$ na figura 2.12 está mostrada a variação de μ_0 (permeabilidade magnética relativa inicial) em função da frequência de excitação para os dois ferrites. Nota-se que somente acima de 1 MHz os ferrites apresentam queda em sua permeabilidade magnética inicial.

Na figura 2.13 pode-se ver para o ferrite do tipo Mn-Zn o comportamento da permeabilidade magnética em função da temperatura para diversas composições de zinco e óxido de ferro. A brusca queda de μ_0 se dá antes (mas muito próximo) à temperatura curie do material /15/.

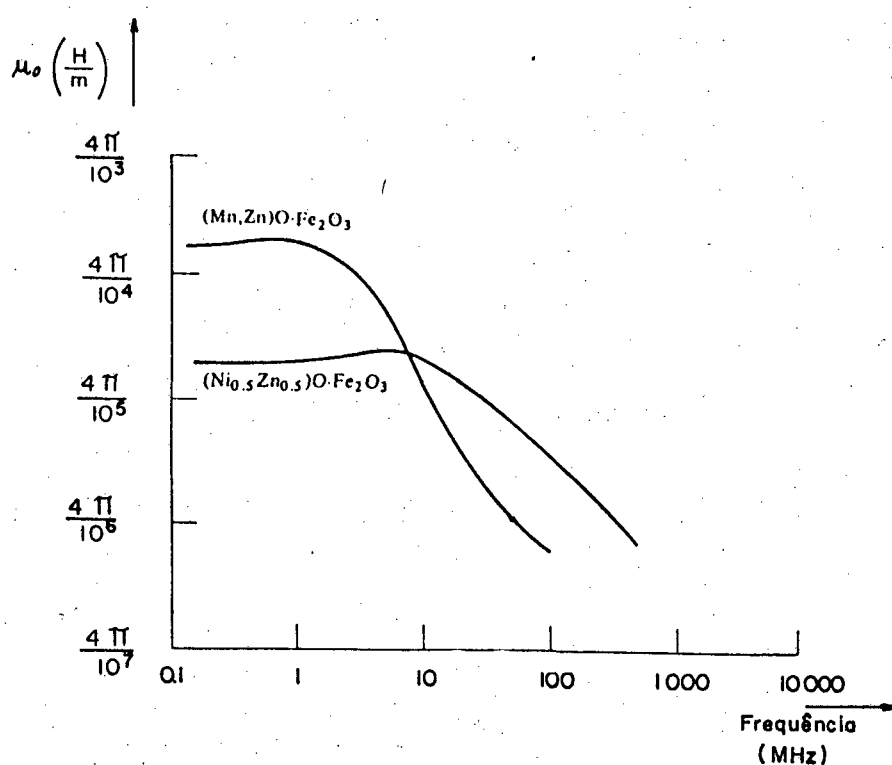


FIG. 2.12 : Curva de variação da permeabilidade magnética relativa inicial em função da frequência de excitação /15/.

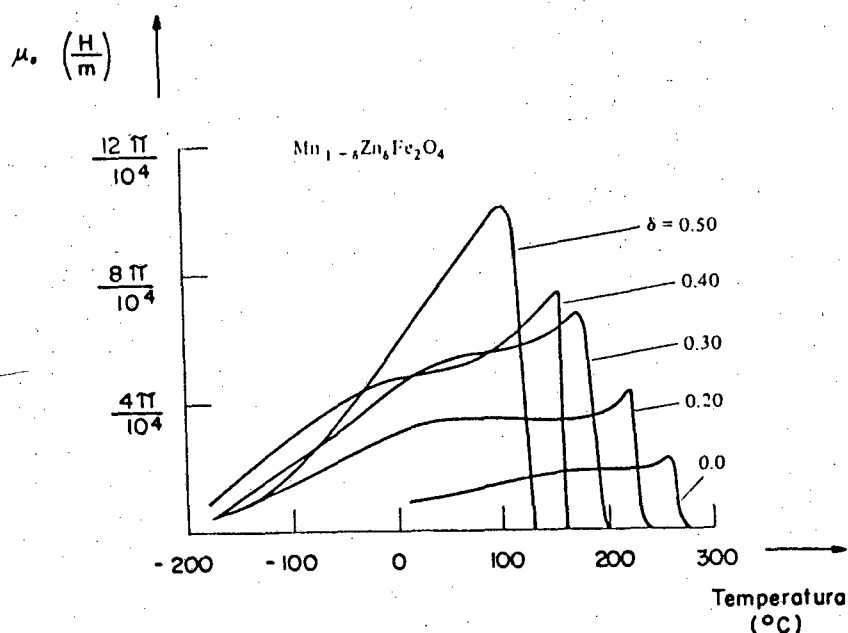


FIG. 2.13 : Curva da variação da permeabilidade magnética relativa inicial em função da temperatura / 15/.

2.2.3 Armadura

Sua principal função é diminuir a relutância magnética do meio, criando um caminho favorável para o fluxo magnético. Além de, na prática, oferecer rigidez mecânica ao conjunto de bobinas, outra função muito importante é a da blindagem magnética, ou seja ela deve impedir que campos magnéticos externos influenciem no campo magnético interno do transdutor. Para isto, deve ser formada de um material com características semelhantes a do núcleo: alta permeabilidade magnética inicial, curva $B \times H$ linear e baixas perdas por correntes parasitas. Atendendo às características já citadas, encontramos principalmente as ligas de ferro-níquel (mumetal por exemplo) e os ferrites.

A resistência de perdas por correntes parasitas induzidas na armadura e no núcleo é dada por /12/ :

$$R_e \approx 12 \frac{\rho_i A n^2}{l t^2} (\Omega)$$

onde: ρ_i é a resistência específica do material ($\Omega \text{ mm}$)

A é a área da seção transversal da bobina (mm^2)

n é o n. de espiras da bobina

l é o comprimento da bobina (mm)

t é a espessura da laminação do material (mm)

Para o material tipo ferrite onde os valores da resistividade são muito altos (até $1\text{M } \Omega \text{ mm}$ para o ferrite Ni-Zn /15/), pode-se desconsiderar estas perdas /12/.

Fazendo parte da armadura, pode existir no transdutor um dispositivo chamado de desacoplador de fluxos. Este é um anel cilíndrico do mesmo material da armadura interposto entre as duas bobinas (fig. 2.9), com a função específica de desacoplar os fluxos, diminuindo a indutância mútua.

2.2.4 O Circuito Complementar do Sensor

A função do circuito complementar já foi colocada no item 2.1. O circuito complementar do tipo indutivo é o mais vantajoso de ser utilizado, embora tecnologicamente mais complicado de ser construído, pois é formado por um transformador (fig. 2.3.d). As vantagens principais são:

- quanto ao isolamento elétrico conferido ao sensor do transdutor, pois não existe acoplamento condutivo entre ele e o oscilador da fonte de energia auxiliar;
- quanto às impedâncias de saída e entrada do transformador que são projetadas para que sejam baixas e altas respectivamente;
- finalmente, este circuito melhora a estabilidade do transdutor com relação a variações de temperatura /14/.

O circuito complementar resistivo possui a vantagem de ser de fácil construção e poder ser também facilmente ajustado, no

procedimento de zeragem da ponte, através de resistores variáveis.

O processo de zeragem de uma ponte pode ser analisado considerando-se um caso mais simples onde o circuito complementar é resistivo, formado por R_1 e R_2 , e o circuito equivalente da bobina do sensor é tomado como sendo apenas formado pela indutância própria L e pela resistência do enrolamento R_c (fig. 2.10). Assim impondo-se à equação 2.3, a condição de zeragem do sinal de saída ($U_s = 0$), temos:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{Z_2}{Z_1}$$

Substituindo-se $Z_2 - Z_1$ pelas suas componentes,

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_{c2} + j\omega L_2}{R_{c1} + j\omega L_1}$$

de onde obtemos uma tríplice igualdade a ser satisfeita para o zeramento da ponte, da tensão U_s ,

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_{c2}}{R_{c1}} = \frac{L_2}{L_1} \quad (2.11)$$

A não satisfação desta equação provoca tensões residuais em (U_s) como pode ser visto na figura 2.6.b. Pode-se esperar para a zeragem do circuito do transdutor condições mais complexas que a apresentada na equação 2.11 se este for indutivo ou se as bobinas forem substituídas pelas suas impedâncias equivalentes completas como a da figura 2.10.

2.2.5 A Mecânica Associada ao TD/AIDRN

Não é objetivo deste trabalho fazer um tratamento mais

detalhado sobre a mecânica associada ao transdutor. Serão apresentados aqui, brevemente, alguns tópicos importantes no desenvolvimento de tais transdutores e que poderão vir a ser assunto de trabalhos futuros.

A tendência atual é a de miniaturizar cada vez mais o transdutor, seja por questão de facilidade de instalação ou a de minimizar efeitos causados por agentes externos, como variações de temperatura, já discutidos. Pode-se associar daí a grande importância da micro-mecânica na construção dos dispositivos mecânicos do transdutor. A outra dificuldade é a construção do sistema de transmissão mecânica do deslocamento. A figura 2.14 mostra alguns tipos de sistemas de guias para transmissão do sinal, usados em transdutores de deslocamentos. Alguns destes tipos se mostram inaptos quando se deseja somente movimentos axiais longitudinais, grande faixa de operação, baixa força de medição, baixa força de atrito, força de medição constante e quando se estabelece a forma externa final do transdutor.

As influências no sinal de saída (U_s) dos movimentos que não os longitudinais axiais do núcleo (devidos a falhas no

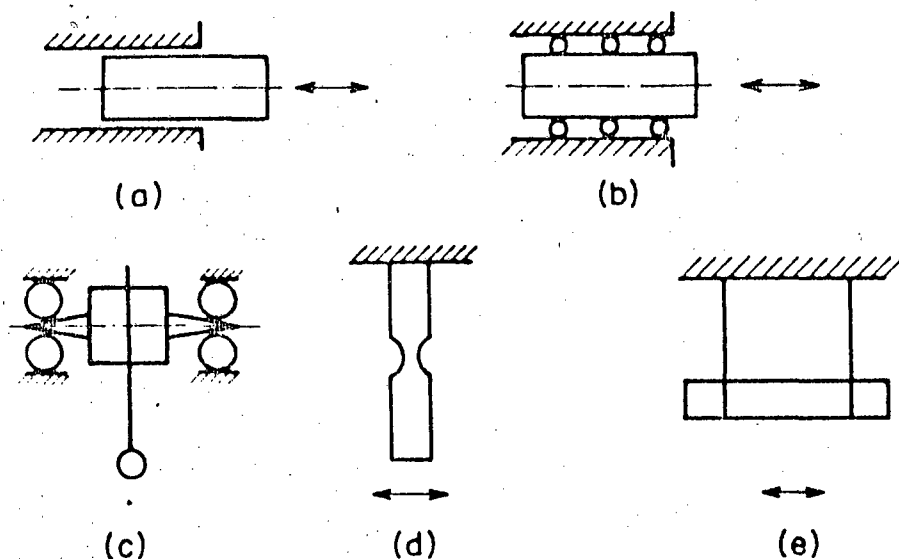


FIG. 2.14 : Sistema de guias para transmissão de deslocamentos lineares /2/.

sistema mecânico) serão analisadas no capítulo 3 (análise do comportamento metrológico do transdutor).

Como restrição geométrica e dimensional, os sistemas de mesas e colunas de deslocamentos micrométricos atualmente convergem para a adoção de um medidor com o corpo cilíndrico e diâmetro externo normalizado de 8 mm e tolerância ($-\phi,000$, $+\phi,009$ mm) (norma DIN 878 para medidores tipo relógio comparador).

Na figura 2.15 está o esquema de um sistema mecânico para o TD/AIDRN desenvolvido no LABMETRO (Laboratório de Metrologia e Automatização da UFSC). As principais características são:

- sistema de guias com gaiola de esferas
- formato externo tipo cilindro
- diâmetro externo de 8mm
- ajuste de zero mecânico
- ajuste de curso do sensor.

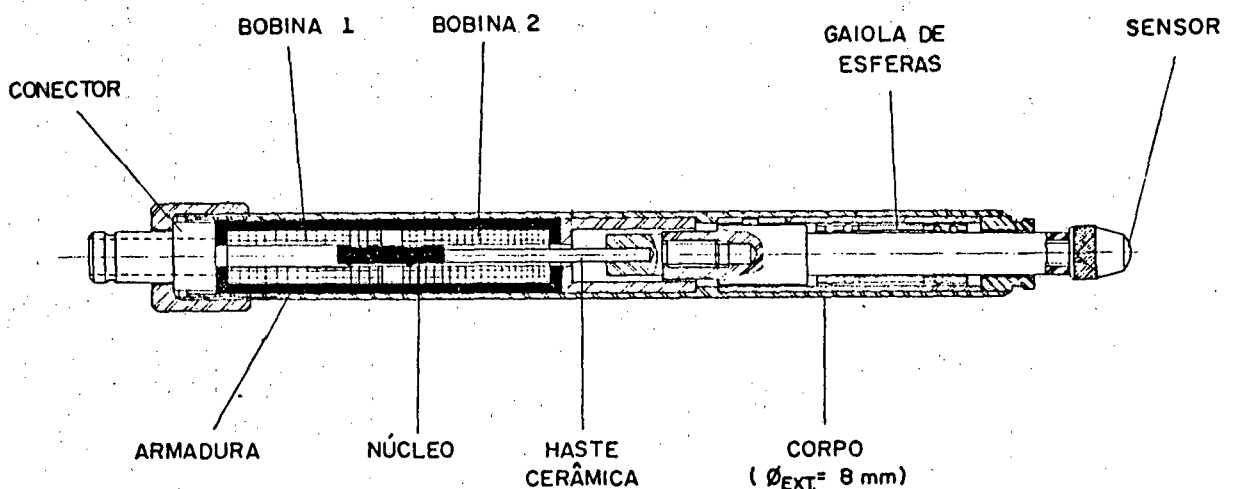


FIG. 2.15 : Desenho do TD/AIDRN construído no Labmetro.

3. ANÁLISE DO COMPORTAMENTO METROLÓGICO DO TRANSDUTOR

A identificação e o conhecimento dos fatores que determinam as características metrológicas, como linearidade, sensibilidade, resolução, repetibilidade e histerese, são de fundamental importância para que se possa tentar minimizar seus efeitos indesejáveis sobre o desempenho do transdutor.

Além dos fatores eletromagnéticos já apresentados no capítulo 2 serão considerados, neste capítulo, fatores mecânicos e ambientais.

A princípio será feita uma análise teórica de tais fatores e suas influências no comportamento do transdutor. Em etapa posterior será feito um estudo experimental de transdutores visando conhecer as principais características, comportamentos e potencialidades dos mesmos.

3.1 ANÁLISE DOS FATORES QUE INFLUENCIAM O COMPORTAMENTO DO TRANSDUTOR

São todos aqueles fatores que provocam alteração de comportamento do transdutor sem que esta alteração seja provocada por deslocamentos do núcleo sob condições ideais de operação.

A figura 3.1 mostra um transdutor completo em detalhes. Este é um exemplo típico de transdutor indutivo usado na metrologia dimensional. Os fatores mais importantes que influenciam no comportamento do transdutor são os mecânicos e ambientais, que passam a ser comentados agora.

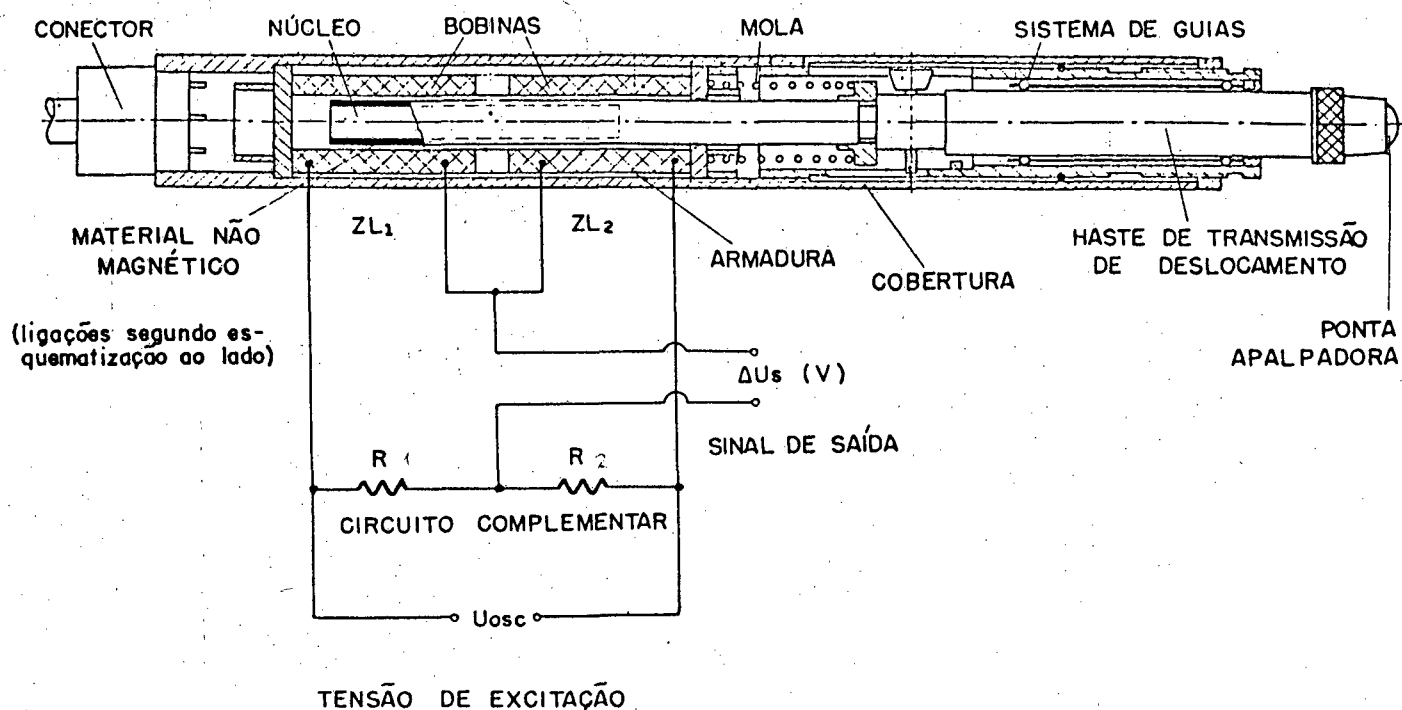


FIG. 3.1 : Transdutor indutivo de deslocamento
(componentes físicos).

3.1.1 Fatores Ambientais

Analisar-se-ão as condições, no meio de trabalho do transdutor, que exercem de uma forma ou de outra, influência sobre o comportamento metrológico do mesmo.

a) Temperatura - Em geral, é o fator que mais significativamente altera o comportamento esperado do transdutor. A influência da temperatura pode-se dar basicamente de 3 modos: conseqüente de uma distribuição uniforme da temperatura, conseqüente de uma distribuição não uniforme e conseqüente de uma distribuição variável no tempo.

No primeiro modo enquadram-se aquelas alterações produzidas principalmente por fontes externas ao transdutor, como por exemplo a temperatura ambiente. Já uma distribuição não uniforme é causada pela presença localizada de uma fonte de calor no transdutor. Esta fonte de calor localizada pode ser

dada ou pela aproximação externa de uma fonte de calor, pontual em relação ao transdutor, ou pela geração de calor, mais acentuada em uma das bobinas. Esta geração de calor pode ser provocada tanto pelo desequilíbrio das indutâncias e resistências das bobinas como por condições desiguais de dissipação térmica nas bobinas devido a posição do núcleo.

O terceiro modo de ação da temperatura se caracteriza geralmente com grandes períodos de tempo envolvidos. São flutuações de temperatura que podem ocorrer tanto uniformemente como pontualmente no transdutor, provocando instabilidades do mesmo. Um exemplo é a variação de temperatura ambiente com o tempo.

As variações uniformes são as mais fáceis de se controlar visto que elas podem ser previstas e minimizadas no projeto do transdutor. Ainda, a ligação diferencial do mesmo, como visto no capítulo 2, minimiza em parte seus efeitos.

A ação da temperatura sob o transdutor é um estudo complexo, a avaliação mais completa deve incluir o efeito da variação da geometria de todas as partes mecânicas e elétricas, bem como a alteração da resistência do enrolamento das bobinas e a alteração das propriedades eletro-magnéticas do material do núcleo e armadura /16/.

Alguns fatores que devem ser considerados neste estudo são:

- Alterações Dimensionais, que se verificam sobre todos os elementos do sensor (fig. 3.1). A compensação deste tipo de influência é extremamente complexa, pois envolve os coeficientes de dilatação térmica e as dimensões dos materiais empregados no transdutor e no sistema externo de fixação do mesmo. Uma variação dimensional do sistema de guias, por exemplo, resulta em folgas e atritos que podem vir a provocar histerese e má repetibilidade no desempenho metrológico do transdutor. Do ponto de vista eletro-magnético, variações dimensionais ocorridas na bobina provocam variações na relutância da estrutura do sensor,

consequentemente produzindo erros no sinal de saída U_s .

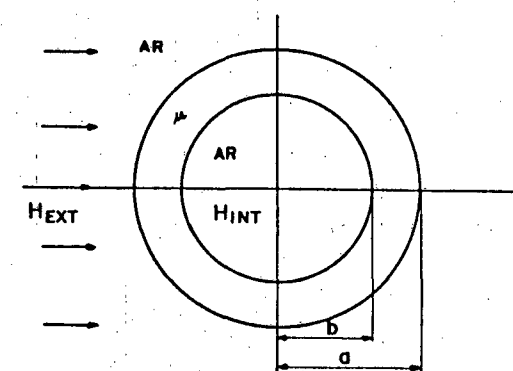
- Alterações Eletro-magnéticas, que se verificam sobre os componentes do transdutor, como armadura, bobinas e núcleo, provocando alterações da permeabilidade magnética dos elementos do sensor e causando variação de relutância no circuito magnético do mesmo. A variação da resistência dos enrolamentos do sensor e das resistências complementares R_a e R_b (fig. 3.1) são causadoras do desequilíbrio do circuito ponte do transdutor, provocando inclusive tensões residuais no sinal U_s .

b) Campos Magnéticos - A existência de campos magnéticos externos intensos podem vir a provocar erros no sinal de saída do transdutor, sob forma de uma tensão induzida nos enrolamentos deste. Se esta tensão induzida aparecer com mesma intensidade em ambas as bobinas, este efeito é minimizado pela ligação diferencial das mesmas. A amplitude desta tensão depende do valor do campo magnético, (H_{int}) que consegue penetrar na armadura do transdutor (fig. 3.2), que tem como uma de suas funções a blindagem do sensor.

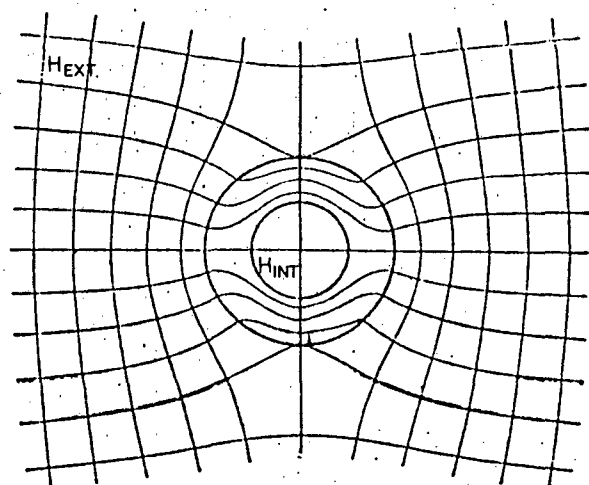
O efeito de blindagem da armadura pode ser avaliado considerando a equação 3.1 /17/, onde é calculado o campo magnético para o interior de um cilindro (H_{int}) do material de alta permeabilidade magnética (fig. 3.2), sujeito a ação de um campo magnético uniforme externo (H_{ext}).

$$H_{int} \cong \frac{16\pi 10^{-7}}{\mu [1-(b/a)^2]} H_{ext} \frac{A}{m}$$

Pode-se considerar como exemplo as dimensões típicas de um cilindro ($a = 4 \text{ mm}$ e $b = 2,5 \text{ mm}$) usado na construção dos transdutores. Assim, para o material mumetal, com $\mu = 0,025 \text{ H/m}$, obtém-se: $H_{int}/H_{ext} = 0,00033$. Para o material ferrite do tipo Ni-Zn, com $\mu = 0,0013 \text{ H/m}$, obtém-se $H_{int}/H_{ext} = 0,0066$. Nota-se a maior eficiência no efeito de blindagem do material



a) Parâmetros envolvidos
(vista em corte transversal)



b) Distribuição do campo magnético
através de um cilindro de comp.
infinito, com material de alta
permeabilidade magnética (μ)

FIG. 3.2 : Efeito na blindagem por um cilindro de material de alta permeabilidade magnética.

mumetal em relação ao material ferrite tipo Ni-Zn (cerca de 20 vezes).

- c) Vibração Mecânica - atuando sobre os componentes, implica em forças inerciais que levam a deslocamentos relativos entre o núcleo, bobina e armadura, aparecendo assim sob forma de erros no sinal de saída. Dependendo da intensidade podem provocar desgaste acelerado e consequentes folgas. A vibração mecânica pode ainda provocar fadiga mecânica dos condutores elétricos de conexão ao circuito complementar, provocando o rompimento dos mesmos.

3.1.2 Fatores Mecânicos

O bom desempenho metrológico do transdutor está intimamente ligado ao sistema mecânico de fixação e de transmissão de deslocamentos. Apesar da estrutura do transdutor mostrado na figura 3.1 ter seus erros minimizados, pois obedece o "princípio

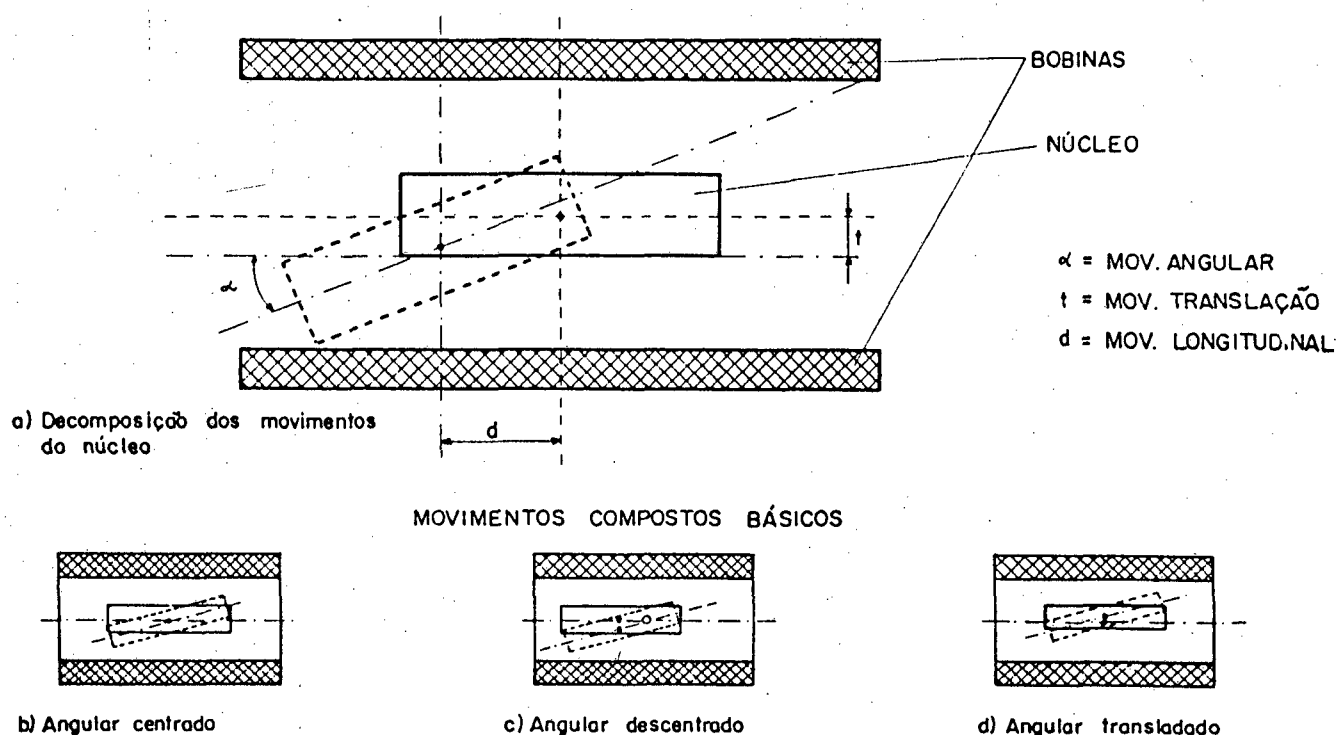


FIG. 3.3 : Movimentos do núcleo.

de Abbe", ou seja, a direção do deslocamento a medir está alinhada com o eixo de medição do sensor de deslocamento, existem outros fatores causadores de erros, como folgas e resistências ao deslocamento (atrito, óleo, etc).

Estas, como já dito anteriormente, são as principais responsáveis pela histerese e não repetibilidade na medição, tendendo a aumentar a faixa de dispersão das medidas (erro aleatório) na curva de erros do transdutor /18/. O atrito e outras resistências ao livre deslocamento da haste se localizam basicamente nos sistemas de guias (fig. 3.1). Estes esforços produzem uma deformação na haste de forma que ao ser empurrada em direção às bobinas (ciclo de carregamento na medição), a haste sofre uma compressão e ao ser puxada para fora destas (ciclo de descarregamento) sofre uma tração, caracterizando o fenômeno da histerese.

As folgas existentes nos sistemas de guias e os próprios

erros de fabricação e montagem podem, basicamente, provocar uma trajetória do núcleo que não a longitudinal axial. Estes movimentos aparecem decompostos na figura 3.3.a em " α ", movimento angular, "t", movimento de translação e "d", movimento longitudinal. Estes movimentos superpostos são de pequena amplitude e estão caracterizados de forma ampliada nas figuras 3.3.b, c e d. São eles:

- a) movimento angular centrado do núcleo (fig. 3.3.a), onde o eixo transversal de movimento angular do núcleo é central e coincide com o eixo das bobinas.
- b) movimento angular descentralizado do núcleo (fig. 3.3.b), onde o eixo transversal de movimento angular do núcleo coincide com o eixo das bobinas, mas não é central em relação ao comprimento do núcleo.
- c) Movimento angular e translacional (fig. 3.3.c) onde o eixo transversal de movimento angular do núcleo é central mas não coincide com o eixo das bobinas.

A título de comparação entre os 3 casos, pode-se dizer que: o movimento do tipo "a", devido a total simetria do sensor e da ligação diferencial das bobinas, não produz erros significativos. Já o do tipo b produz erros de 2ª ordem e o do tipo c produz erros de 1ª ordem /19/. Estes erros podem ser classificados na sua grande maioria como erros aleatórios e sistemáticos.

3.2 ESTUDO EXPERIMENTAL

Fez-se um estudo preliminar experimental que consistiu basicamente do ensaio de dois transdutores existentes no mercado (importados) e da construção de um protótipo básico. Estes ensaios visaram obter maiores informações a respeito do comportamento deste tipo de transdutor. Os dados de fabricantes se limitam a exprimir resultados finais, não suficientes para a

compreensão e avaliação das análises teóricas a serem desenvolvidas no trabalho, bem como, para a realização do projeto de um transdutor.

3.2.1 Ensaios em Transdutores do Mercado

Para a realização destes ensaios complementares foram escolhidos dois modelos de transdutores existentes no mercado (importados) chamados de transdutores A /4/ e transdutores B /6/.

No quadro da figura 3.4 estão expostas as características operacionais e metrológicas dos transdutores (fornecidos pelo fabricante).

Foram levantadas curvas de variação de indutância, variação do sinal de saída $|U_s|$ e a curva de erros dos transdutores, todas

TRANSDUTOR CARACTERÍSTICAS	A	B	UNIDADES	OBSERVAÇÕES
Faixa de Operação	$\pm 2,0$	$\pm 0,5$	mm	-
Temp. de Operação	- 10 a 75	-	°C	-
Influência da Temp.	0,05 máx	-	$\mu\text{m}/^\circ\text{C}$	Relativa ao Aço
Curso Total	$\pm 2,5$	$\pm 5,0$	mm	-
Força de Medição	0,63	0,60	N	-
Tensão de Excitação	2,5	3,0	V	-
Freq. de Excitação	10	5	kHz	-
Tensão Residual Máx.	-	3	mV	No Zero Elétrico
Resistência da Bobina	18,5	51,2	Ω	Valor D.C.
Erro Máx.	2%	0,2%	da F.O.P.	Temp. de Ref. 20°C
Repetibilidade	± 10	0,25	μm	-
Resolução	0,01	0,01	μm	-

FIG. 3.4 : Características metrológicas e operacionais dos transdutores A e B.

em função do deslocamento. Para a obtenção destas informações, montou-se o sistema mostrado na figura 3.5, onde o deslocamento era provocado na mesa de deslocamento micrométrico e lido no sistema de medição de deslocamento padrão /20/, 21/.

Para o levantamento da curva de variação da indutância em função do deslocamento, posicionava-se as chaves CH1 e CH2 para a posição 1. A indutância era medida através da ponte universal de medição RLC /22/.

A figura 3.6 mostra a variação da indutância própria de uma bobina do transdutor A. Nota-se a variação não linear da indutância, conforme previsto no estudo teórico do capítulo 2 (fig. 2.2), embora esta bobina não possua simetria de armadura como a do exemplo do capítulo 2, por não possuir a seção de armadura separadora de fluxos. O valor da indutância está entre o

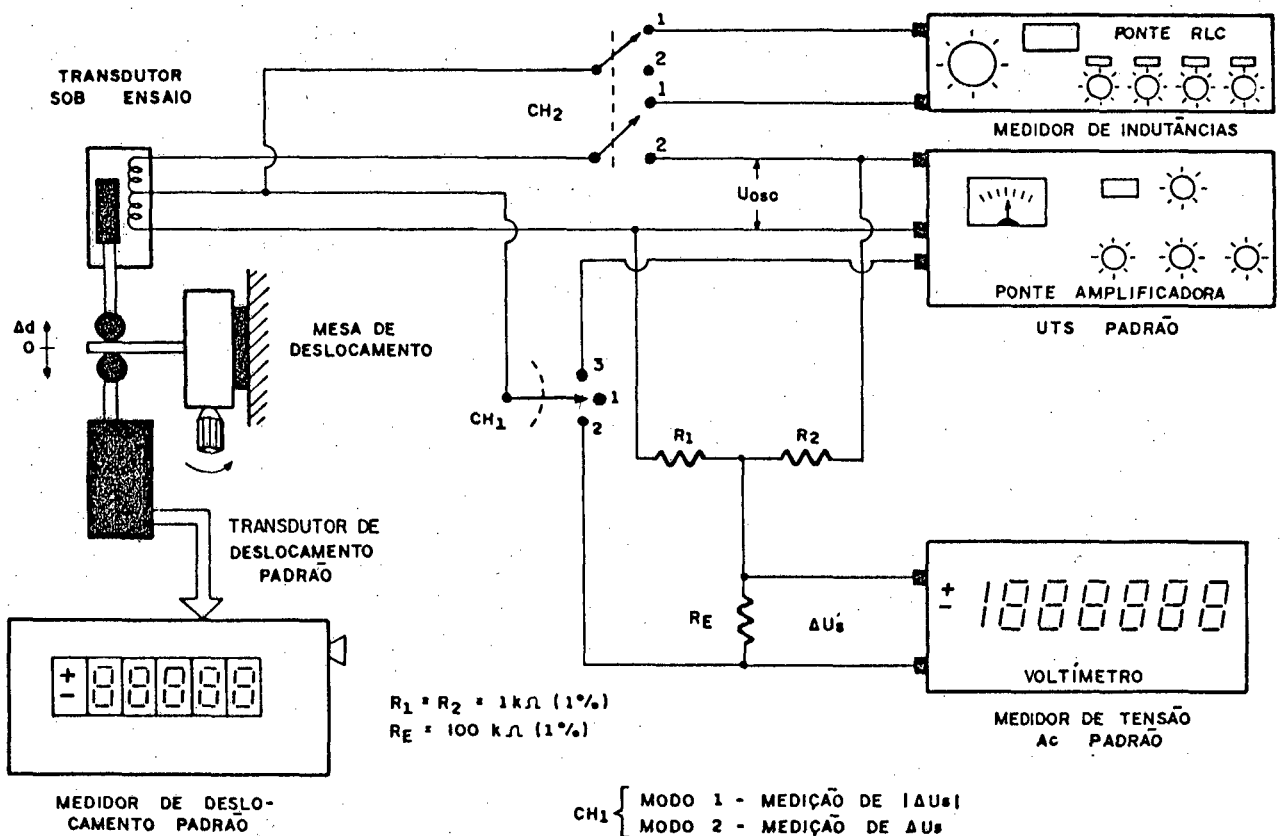


FIG. 3.5 : Montagem para estudo experimental do transdutor indutivo de deslocamento.

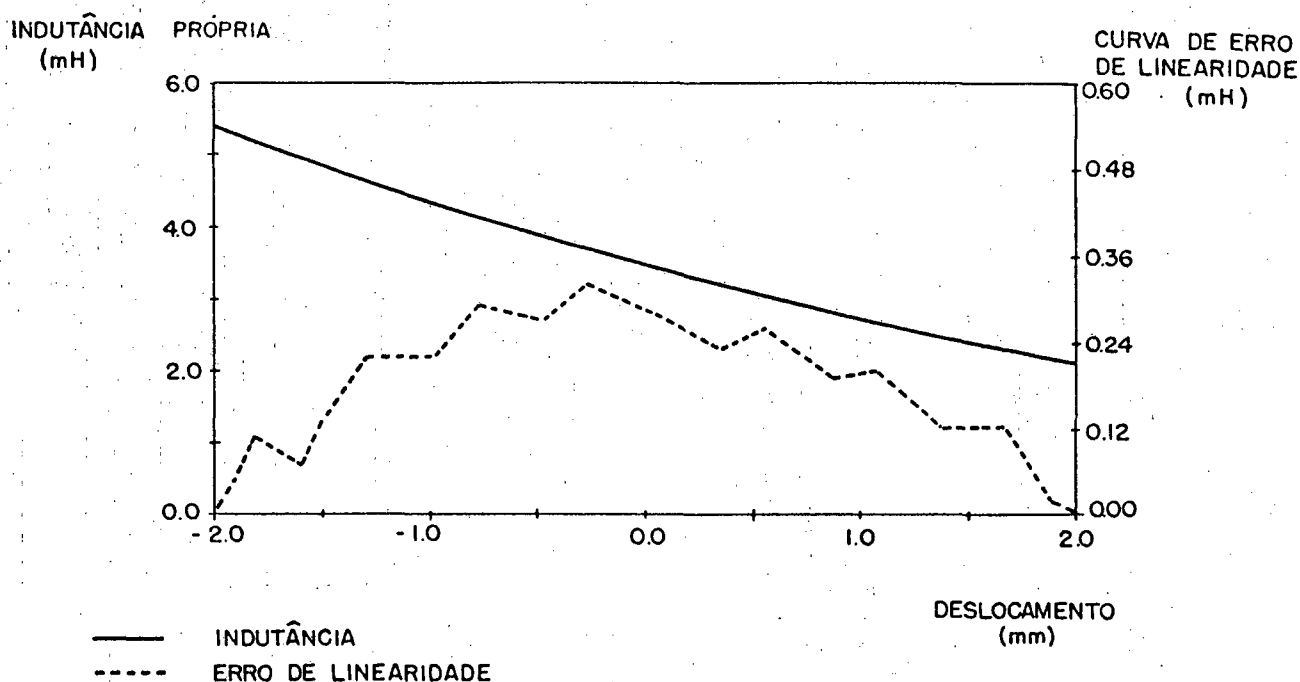


FIG. 3.6 : Variação da indutância de uma bobina do transdutor A em função do deslocamento (dados de medição) e curva de erros de linearidade (linearidade terminal).

valor 5.4 e 2,1 mH para um deslocamento de ± 2 mm em relação ao referencial \emptyset mm adotado como sendo no zero elétrico do transdutor. A curva de erro de linearidade, obtida pelo método da linearidade terminal, mostra a não linearidade prevista na variação de indutância em função do deslocamento (fig. 2.2).

Outra importante curva obtida foi a curva de $|U_s|$ em função do deslocamento. Esta foi levantada posicionando-se as chaves CH1 e CH2 na posição 2. A tensão $|U_s|$ foi medida sobre o resistor R_e pelo medidor de tensão AC padrão /23/. O resistor R_e tem a função de uma resistência de carga, existente na unidade de tratamento de sinais do transdutor.

A tensão de excitação U_{osc} , dada pelo oscilador da ponte amplificadora /24/, tem como parâmetros: amplitude de pico 1,414 V, frequência 5 kHz. A figura 3.7 mostra a tensão de saída $|U_s|$ para o transdutor A, para uma faixa de deslocamento de ± 5 mm.

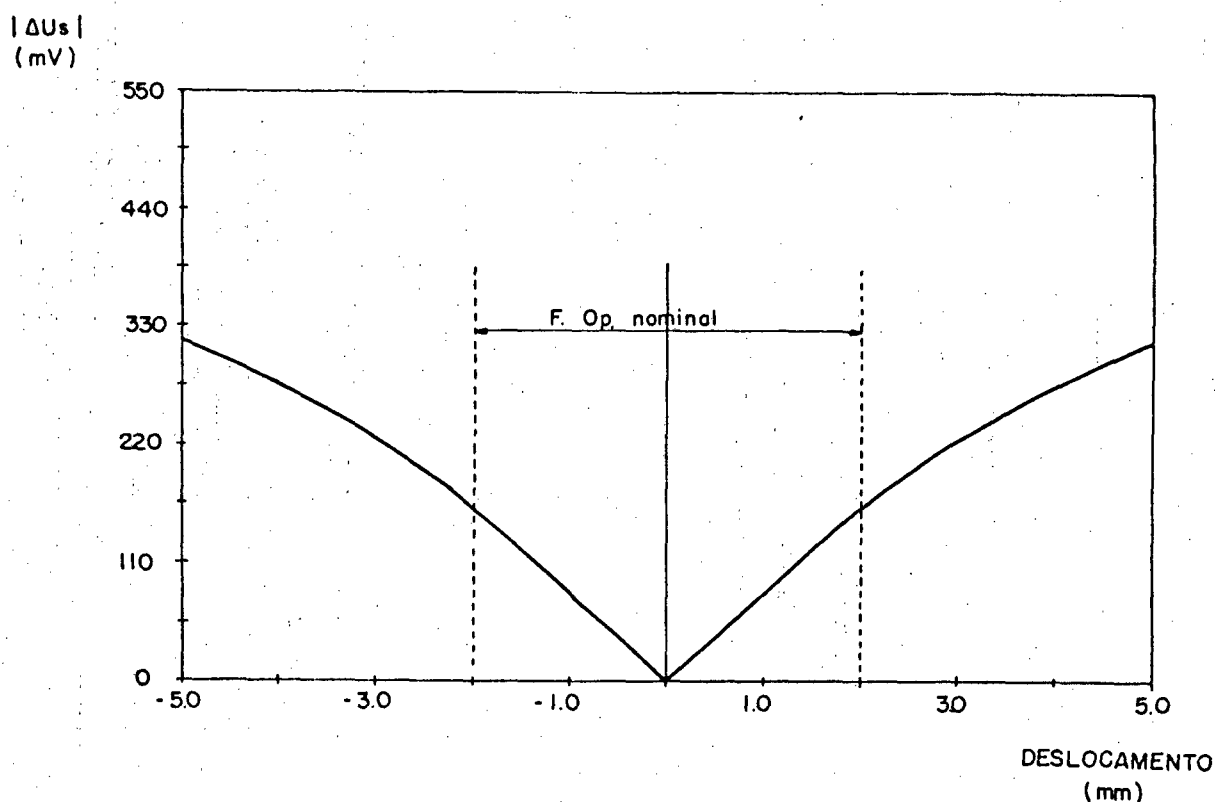


FIG. 3.7 : $|U_s|$ para transdutor A.

Esta faixa extrapola a faixa de operação máxima que é de ± 2 mm, mas é um dado muito importante para o conhecimento do comportamento global do transdutor.

A figura 3.8 mostra a variação da tensão $|U_s|$ em função do deslocamento para o transdutor B, para uma faixa máxima de deslocamento de $-0,3$ a $+3,2$ mm, onde a faixa de operação recomendada pelo fabricante é de $\pm 0,5$ mm com um pré-curso de 1,3 mm a partir do ponto $-0,3$ mm.

Os valores das tensões residuais foram 0,9 mV e 1,66 mV para os transdutores A e B, respectivamente (@ tensão excitação 1 V e posição 0 mm). Note que a tensão residual do transdutor B tende a aumentar ainda mais pelo deslocamento da faixa de operação recomendado pelo fabricante, pois segundo a equação 2.11,

$$\frac{R_{c1}}{R_{c2}} \cong 1, \quad \frac{R_1}{R_2} \cong 1 \quad \text{mas} \quad \frac{L_1}{L_2} \neq 1$$

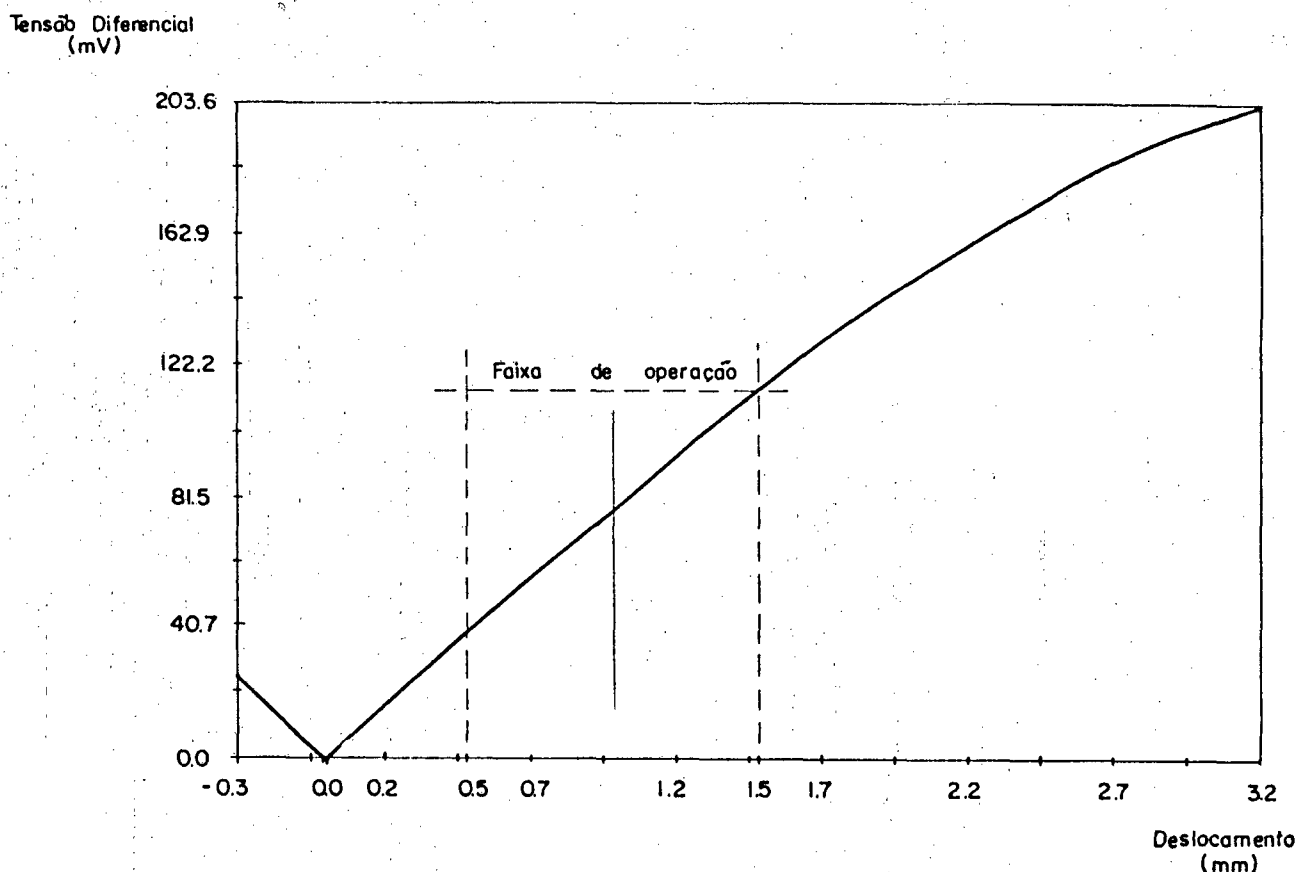


FIG. 3.8 : Variação da tensão / Us/ em função do deslocamento para o transdutor comercial B.

Como forma de determinar a correlação efetiva entre a medida (leitura) de um sistema de medição e o valor (convencionalmente correto) da grandeza a medir, fez-se a calibração do transdutor A /18/. Para isto, utilizou-se o sistema apresentado na figura 3.5, com a chave CH1 na posição 3 e a chave CH2 na posição 2. A curva de erros obtida é mostrada na figura 3.9.

A incerteza de medição (I_m) é dada por:

$$I_m = |E_s + DM(95)| \text{ máx}$$

e foi encontrada na posição de 2 mm, com o valor $I_m = 14 \mu m$, onde $E_s = 14 \mu m$ e $Dm(95) = 0 \mu m$.

A dispersão máxima das medidas ocorreu em outros pontos, com $Dm(95) = 2 \mu m$. Nesta curva pode-se notar a característica em "S" da curva de erro que é um comportamento típico dos transdutores indutivos de deslocamentos, função da característica de saturação

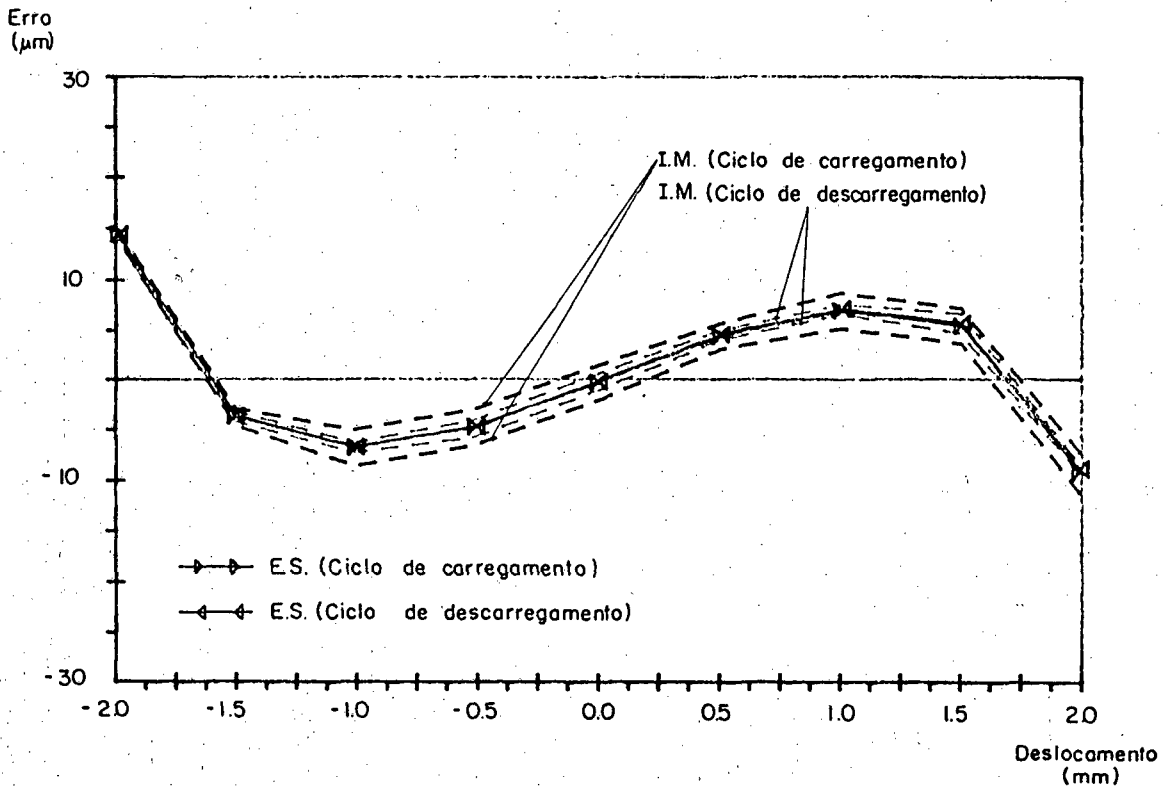


FIG. 3.9 : Curva de erros para transdutor A.

da curva de $|U_s|$ em função do deslocamentos.

É importante notar que a incerteza de medição do transdutor, apesar do valor relativamente alto de $14 \mu\text{m}$, este foi calculado para a faixa de operação máxima de ± 2 mm. Pela curva de erros da figura 3.9 pode-se notar que se a faixa de operação fosse reduzida para ± 1 mm, por exemplo, estes erros seriam bem menores.

3.2.2 A Construção do Protótipo Básico

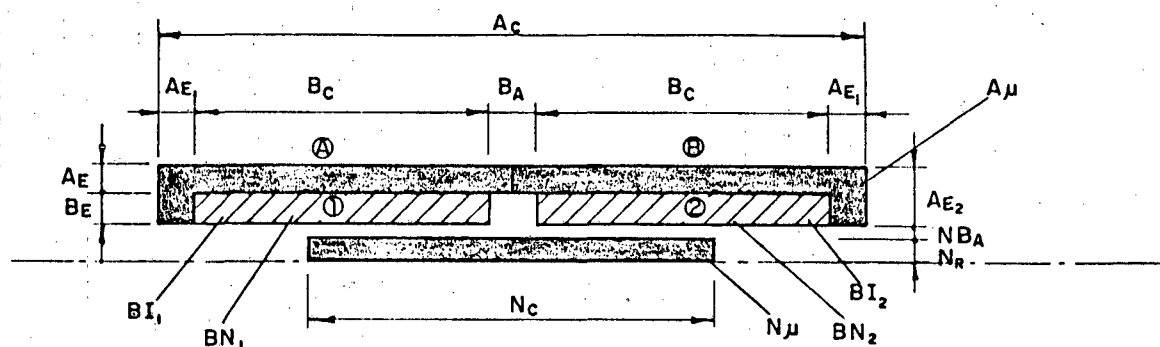
Construiu-se inicialmente um protótipo de transdutor indutivo de deslocamento, chamado de Protótipo Base. O propósito da construção deste transdutor foi o de conhecer as dificuldades técnicas inerentes ao processo de desenvolvimento do mesmo e de avaliar a análise teórica já desenvolvida e a desenvolver através

da obtenção de valores experimentais.

Procurou-se, no projeto, miniaturizar o sensor, bem como, construí-lo com materiais disponíveis.

A geometria do protótipo base está representada na figura 3.10. Devido a simetria do transdutor, simplificou-se a representação deste, apresentando-se somente a metade superior do mesmo. Os dados específicos relativos ao protótipo base, estão também mostrados na figura 3.10.

Para a construção do núcleo e da carcaça foram usados o material ferrite, devido principalmente à facilidade de obtenção de formas geométricas complexas, baixo custo, disponibilidade do material no mercado e das ótimas características eletromagnéticas deste material. O ferrite usado foi do tipo Ni-ZN, que, para a armadura, foi sinterizado sob a forma de copos cilíndricos (fig. 3.10) no Laboratório de Materiais do C.T.C. da



LEGENDA:

A_c = Comprimento da Armadura

A_E = Espessura da Armadura

A_{E1} = Espessura da Armadura

A_{E2} = Espessura da armadura

B_c = Comprimento da Bobina

B_A = Afastamento das Bobinas

B_E = Espessura das Bobinas

N_c = Comprimento do Núcleo

N_R = Raio do Núcleo

N_{BA} = Afastamento entre Núcleo e Bobinas

N_{μ} = Permeabilidade Magnética do Núcleo

A_{μ} = Permeabilidade Magnética da Armadura

B_{I1} = Corrente da bobina 1

$BN1$ = número de Espiras da bobina 1

DADOS DO PROTÓTIPO BASE

A_c = 30,0 mm

A_E = 1,1 mm

A_{E1} = 1,5 mm

A_{E2} = 2,4 mm

B_A = 2,0 mm

$N_{\mu} = A_{\mu} = 770 \times 10^{-6} (H/m)$

$BN1 = BN2 = 1100$

FIG. 3.10 : Variáveis geométricas, elétricas e de materiais do sensor do protótipo.

UFSC e chamados de "amostra c". Para o núcleo foram utilizadas peças em forma de cilindro existentes no mercado /25/.

Para se avaliar os valores da permeabilidade magnética da armadura sinterizada, montou-se um circuito auxiliar /26/, representando basicamente na figura 3.11.b. A amostra do material a ser analisado (armadura) foi introduzida como núcleo de um indutor construído (fig. 3.11.a). Foram obtidos os sinais de tensão U_{LR} e U_R , os quais são integrados e amplificados respectivamente /27/ (fig. 3.11.c), com seus ganhos controlados pelas relações eletromagnéticas envolvidas, obteve-se como saída 2 sinais de tensão proporcionais a densidade de fluxo B (T) e à intensidade do campo magnético H (A/m). A curva $B \times H$ dinâmica foi obtida em um osciloscópio no modo de operação X x Y, e está

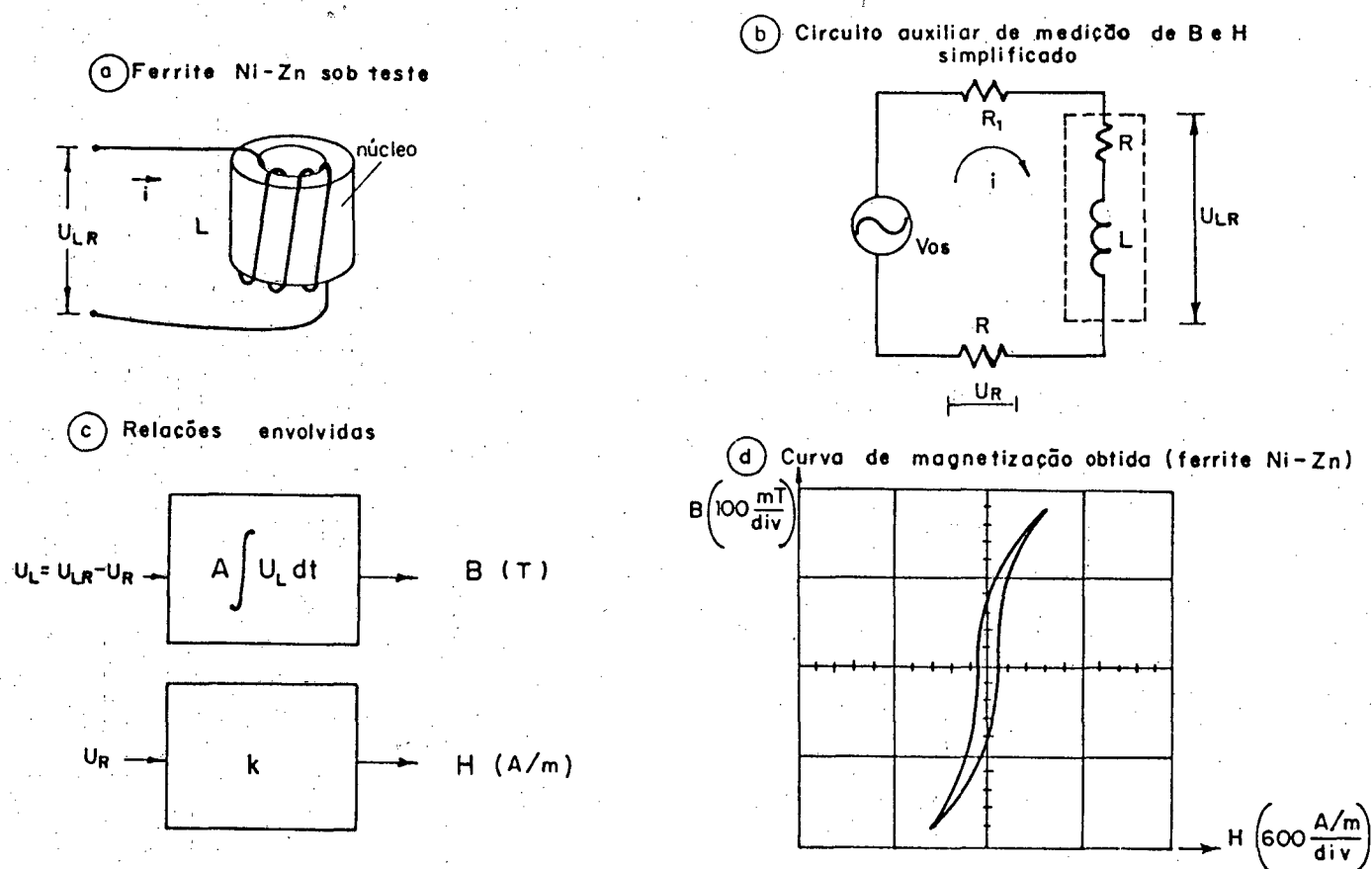


FIG. 3.11 : Levantamento das características magnéticas $B \times H$ para um material ferri-magnético

mostrada na figura 3.11.d. A curva de magnetização estática está mostrada na figura 3.12.a (amostra c), para grandes intensidades de campo magnético, e na figura 3.12.b para pequenas intensidades, donde se obteve o valor da permeabilidade magnética inicial desta armadura.

Na figura 3.12 está também a curva de magnetização $B \times H$ para uma amostra de ferrite do tipo Ni-Zn do mercado (amostra D) /25/. Nota-se na figura 4.12.a que o ferrite da amostra D possui uma região linear maior que o da amostra C. Provavelmente, esta diferença se dá devido às porcentagens dos componentes Ni e Zn no ferrite serem diferentes /15/. Na figura 2.14 é mostrada a variação da permeabilidade inicial em função da porcentagem de Zinco (Zn) na composição do ferrite. Um comportamento qualitativo semelhante pode ser esperado também para os ferrites Ni-Zn /15/.

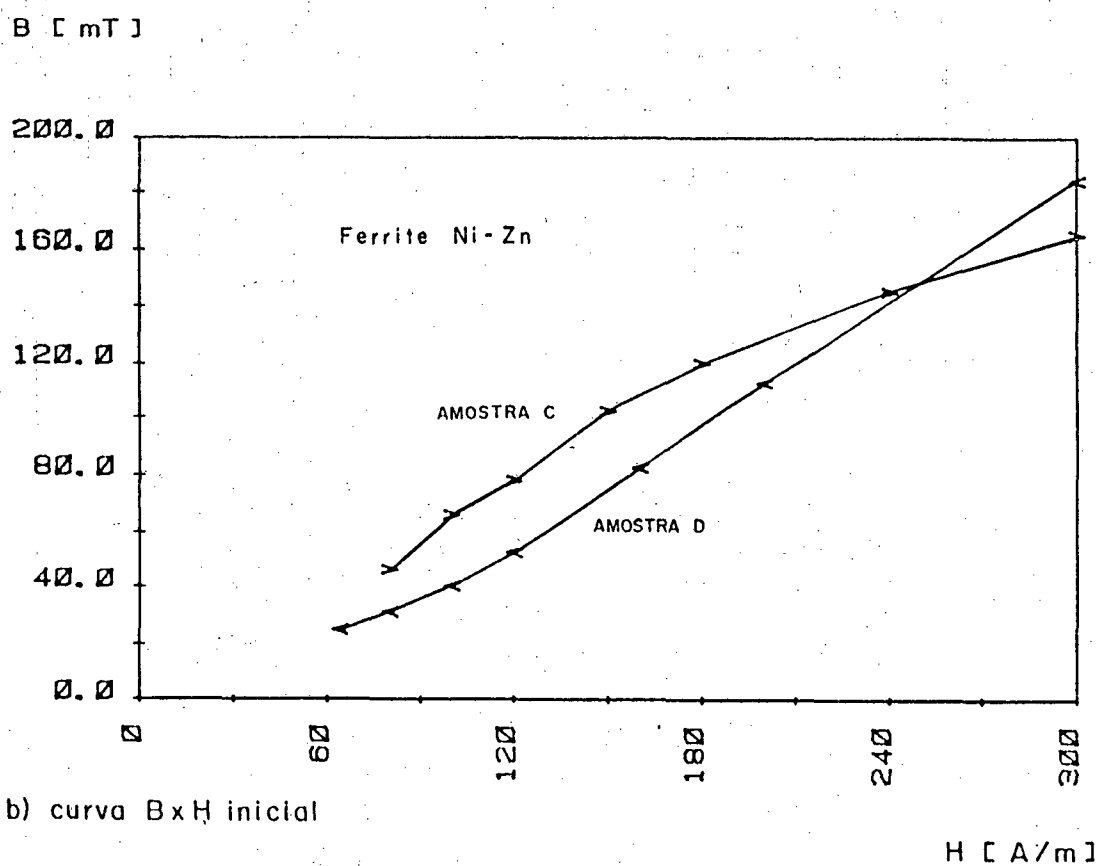
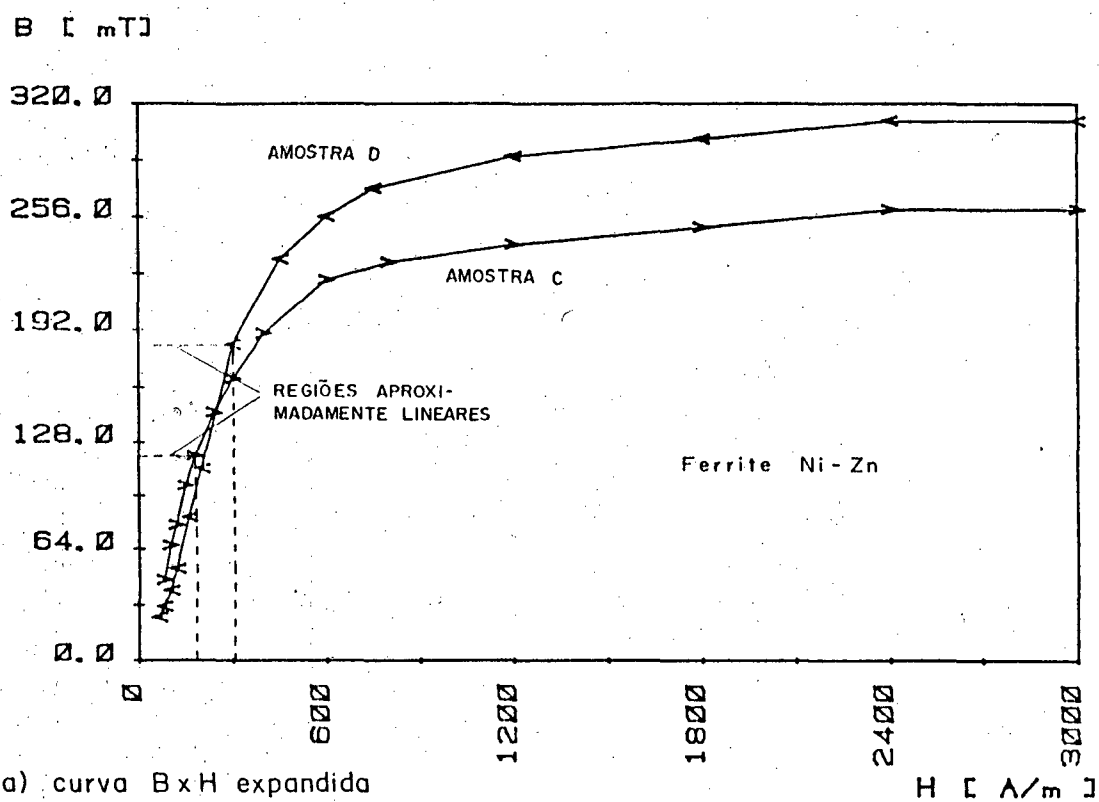


FIG. 3.12 : Característica BxH para o ferrite Ni-Zn
(valores experimentais).

3.2.3 Determinação Experimental do Circuito Equivalente de uma Bobina

Determinou-se experimentalmente a impedância de uma das bobinas do protótipo base (bobina típica), sem núcleo, com o propósito de se avaliar a influência dos componentes R_e , R_c , C e L do circuito não simplificado do sensor proposto no capítulo 2.

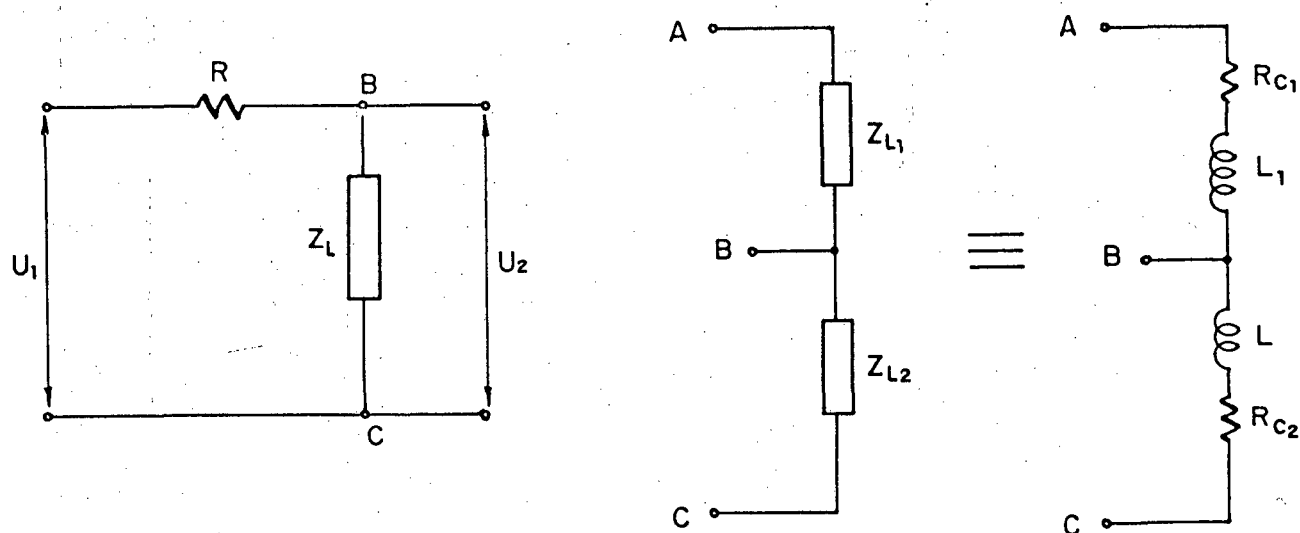
A curva $Z_L = f(\omega)$ foi obtida através do levantamento experimental do módulo da função de transferência do circuito auxiliar da figura 3.13.a

onde R é uma resist. pura de valor $1\text{ k}\Omega$

Z_L é a impedância desconhecida

U_1 é a tensão de excitação (senoidal) aplicada de 1Hz a 1 MHz.

U_2 é a tensão resultante na impedância Z_L .



a) Circuito auxiliar para determinação da Impedância $|Z_L|$ de uma bobina

b) Circuito equivalente do Sensor satisfatório para frequências $\leq 40\text{ kHz}$

FIG. 3.13 : Determinação experimental do circuito equivalente do sensor de uma bobina do transdutor base.

O módulo da impedância Z_L foi obtido isolando-se Z_1 na equação da função de transferência abaixo

$$U_2 = \frac{Z_L}{Z_1 + R} U_1$$

de onde

$$|Z_L| = \frac{R}{\left| \frac{U_1}{U_2} \right| - 1}$$

A curva $Z_L = f(w)$ está mostrada para uma faixa de 1 kHz à 1 MHz. Na figura 3.14, para valores de 1 Hz à 1 kHz, a curva permaneceu constante no valor 30 dB Ω .

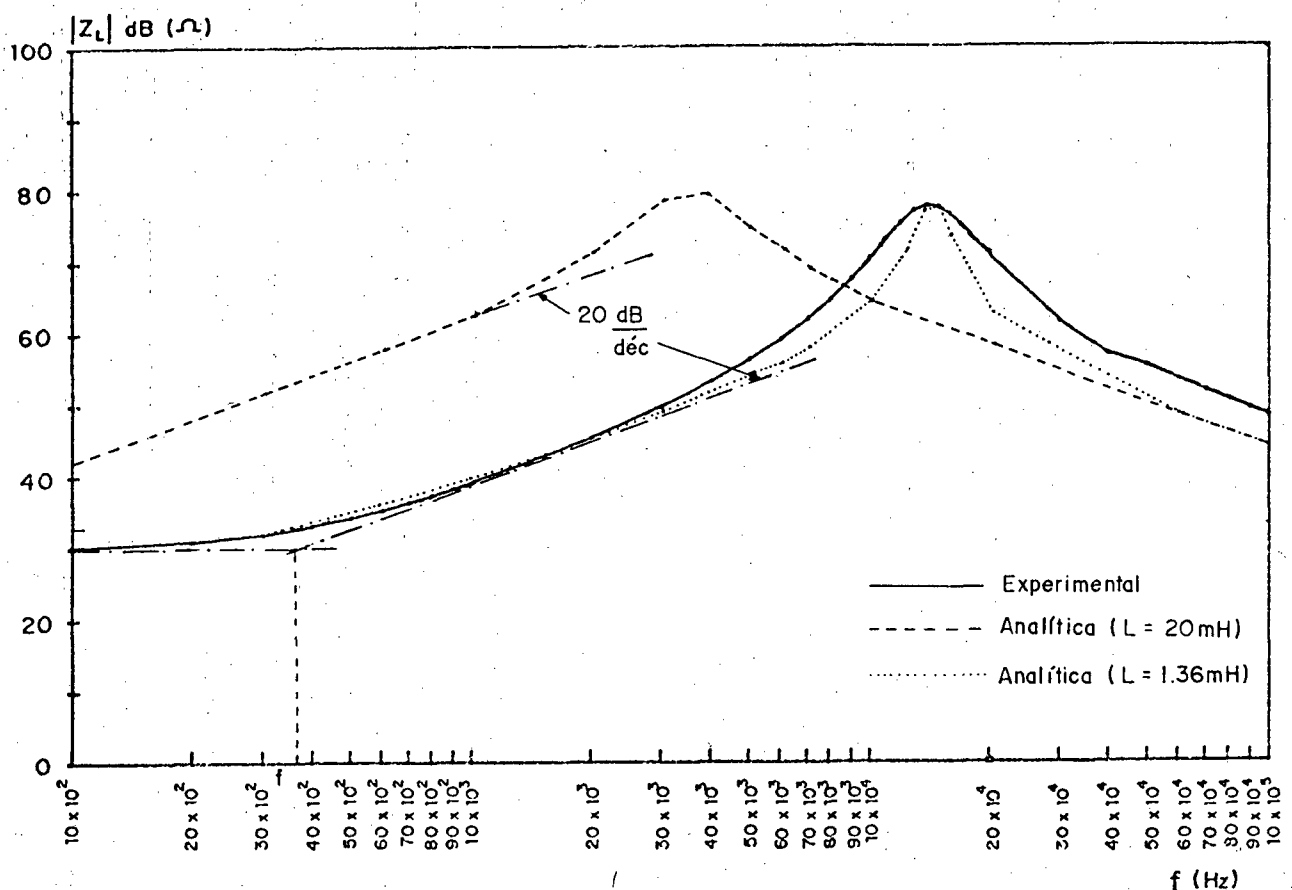


FIG. 3.14 : Curva de impedância de uma bobina do sensor do protótipo base (valores experimentais).

Fazendo-se uma análise gráfica, vê-se que assintoticamente a curva permanece em $30 \text{ dB} \Omega$ até a frequência de $3,2 \text{ kHz}$. A partir daí, o módulo de Z_L cresce numa razão de 20 dB/dec até a frequência de 40 kHz , quando começa a subir a uma taxa mais elevada até caracterizar um pico de ressonância a uma frequência de 140 kHz .

Pode-se ver pela curva que até $3,2 \text{ kHz}$, o efeito predominante é o de uma resistência, pois a impedância não varia com a frequência. Assim, $|Z_L| = R = 30 \text{ dB} = 31,6 \Omega$. A partir de $3,2 \text{ kHz}$, a curva cresce a uma taxa fixa até 40 kHz de 20 dB/dec , caracterizando um indutor.

O valor do indutor é dado pela equação

$$L = R / 2 \pi f \quad (\text{H})$$

onde: R é o valor da resistência da assíntota horizontal (Ω)

f é a frequência onde ocorre o encontro das assíntotas. Assim o valor da indutância encontrada é $L = 1,57 \text{ mH}$.

A partir de 40 kHz , nota-se um pico de ressonância, característico de um circuito RLC paralelo, mostrando a existência de uma componente capacitiva no circuito.

Contudo, admitindo-se uma frequência máxima de excitação de 40 kHz , pode-se aproximar a curva Z_L pela curva dada pelas duas assíntotas. Assim o circuito equivalente poderá ser representado somente pela associação série de um resistor ($31,6 \Omega$) e de um indutor ($1,57 \text{ mH}$).

Note-se que os valores obtidos a partir da curva Z_L são satisfatórios pois a resistência R_c , medida para o protótipo base, é $R_c = 30,6 \Omega$ e o valor da indutância (medida) da bobina sem o núcleo é $L = 1,2 \text{ mH}$.

O módulo da impedância para esta faixa é então dado por:

$$|Z_L| = \sqrt{R_c^2 + L^2}$$

4. MODELO MATEMÁTICO

Procurou-se desenvolver uma metodologia de estudo com o propósito de se obter um "ferramental" de cálculo que permitisse dar apoio ao projeto de transdutores, principalmente do ponto de vista de otimização segundo suas características metrológicas e operacionais.

Desenvolveu-se um modelo elétrico equivalente para o transdutor baseado em estudos teóricos e dados obtidos experimentalmente.

Não se adotou, para o cálculo da grandeza de interesse (sinal de saída), um método de resolução totalmente analítico, pois o equacionamento do transdutor do ponto de vista eletromagnético é extremamente complicado. A solução adotada foi calcular-se a variação das indutâncias para uma dada estrutura de transdutor, através do emprego de um programa para cálculos de campos em estruturas magnéticas.

De posse do modelo desenvolvido, obteve-se através de processos analíticos uma expressão para o sinal de saída, que se utiliza dos dados calculados através do programa de cálculo de campos magnéticos, permitindo que se obtenha as curvas de variação do sinal de saída em função do sinal de entrada.

Pode-se calcular ainda, a partir destas curvas, as características metrológicas sensibilidade e erro de linearidade para cada estrutura.

Calculando-se separadamente os valores de sensibilidade e erro de linearidade para diversos valores de uma dada variável da estrutura do transdutor, obteve-se as curvas de influência da variável na sensibilidade e linearidade do mesmo, fornecendo desta forma dados importantíssimos para uma análise de otimização do transdutor.

4.1 A MODELAGEM DO SENSOR

4.1.1 O Circuito Elétrico Equivalente não Simplificado

O sensor do TD/AIDRN, constituído de duas bobinas com o circuito equivalente conforme a figura 2.10, apresenta, devido a existência de um fluxo mútuo entre as suas bobinas (já comentado no capítulo 2), uma indutância mútua "M" representada indutivamente conforme a figura 4.1.a.

Este circuito no entanto, não mostra diretamente a influência da indutância mútua no sensor. Para que isto aconteça, deve-se transformar o circuito acoplado indutivamente, quadripolo

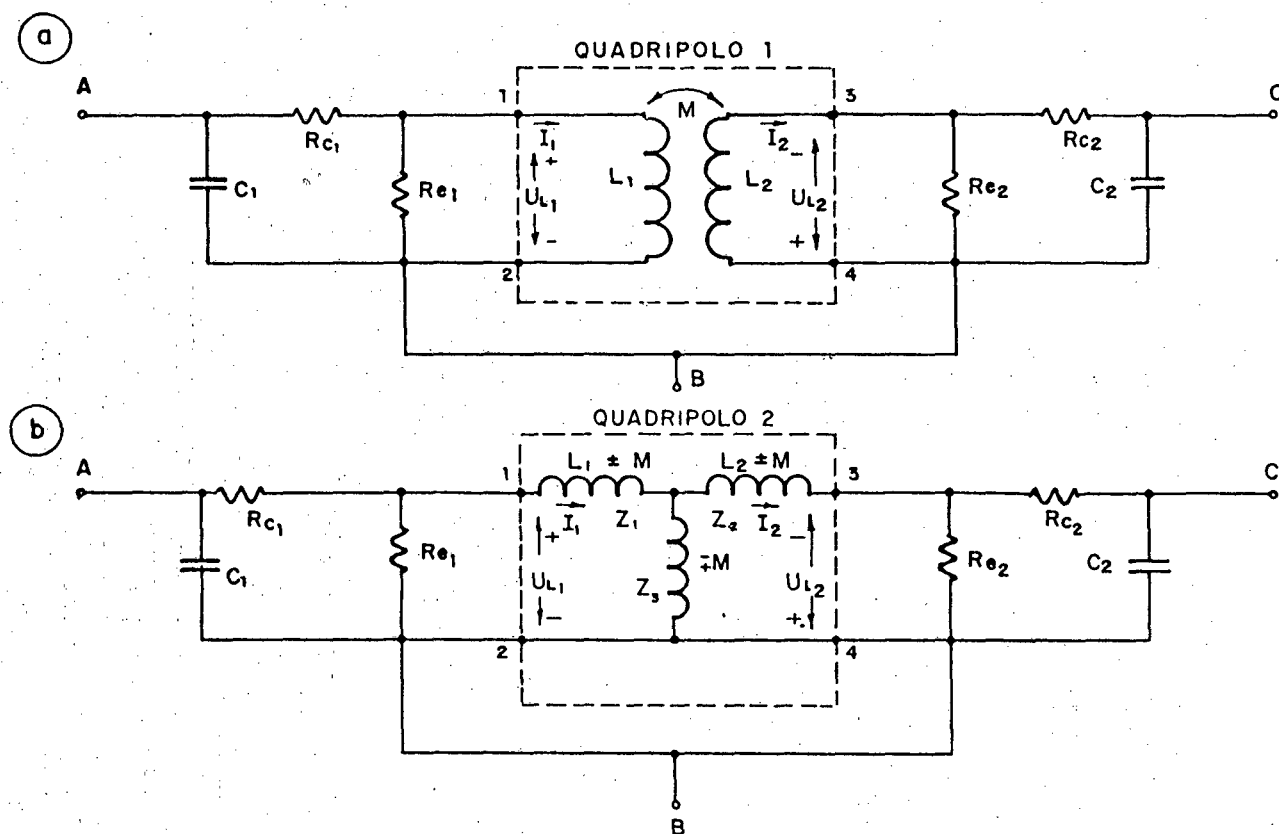


FIG. 4.1 : Circuito elétrico equivalente do sensor do TD/AIDRN não simplificado.

a) com acoplamento mútuo

b) com acoplamento condutivo

1 (fig. 4.1.a), em um circuito equivalente acoplado condutivamente quadripolo 2 (fig. 4.1.b) /28/.

As equações gerais do quadripolo 1 com parâmetros impedâncias são:

$$U_{L1} = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (4.1)$$

$$U_{L2} = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (4.2)$$

onde os parâmetros impedância para o quadripolo do sensor são:

$$Z_{11} = \left. \frac{U_{L1}}{I_1} \right|_{I_2 = 0} = + j\omega L_1$$

$$Z_{12} = \left. \frac{U_{L1}}{I_2} \right|_{I_1 = 0} = + j\omega M$$

$$Z_{21} = \left. \frac{U_{L2}}{I_1} \right|_{I_2 = 0} = + j\omega M$$

$$Z_{22} = \left. \frac{U_{L2}}{I_2} \right|_{I_1 = 0} = + j\omega L_2$$

com + M se os fluxos forem aditivos e - M se forem subtrativos.

Para a representação do circuito acoplado condutivamente, a melhor escolha é um circuito equivalente tipo T (fig. 4.1.b) /29/ onde os parâmetros impedância do quadripolo 2 são dados por:

$$Z'_{11} = \left. \frac{U_{L1}}{I_1} \right|_{I_2 = 0} = Z_1 + Z_3$$

$$Z'_{12} = \left. \frac{U_{L1}}{I_2} \right|_{I_1 = 0} = - Z_3$$

$$Z'_{21} = \left. \frac{U_{L2}}{I_1} \right|_{I_2 = 0} = -Z_3$$

$$Z'_{22} = \left. \frac{U_{L2}}{I_2} \right|_{I_1 = 0} = Z_2 + Z_3$$

Igualando-se os parâmetros impedância de ambos os quadripolos $Z_{11} = Z'_{11}$, $Z_{12} = Z'_{12}$, $Z_{21} = Z'_{21}$ e $Z_{22} = Z'_{22}$, temos que

$$Z_1 = j\omega (L_1 + M)$$

$$Z_2 = j\omega (L_2 + M)$$

$$Z_3 = j\omega (-M)$$

Na figura 4.1.b pode ser visto o circuito com acoplamento condutivo não simplificado do sensor do TD/AIDRN.

No entanto, através da obtenção e análise da curva $Z_L = f(\omega)$ (capítulo 3), feita para uma bobina típica, pôde-se, para até uma certa frequência limite, simplificar o circuito equivalente (fig. 4.1.b) desconsiderando-se a influência das componentes capacitivas (C_1 e C_2) e das resistivas (R_{e1} e R_{e2}).

Assim, para efeito de análises futuras, neste trabalho serão consideradas para o circuito equivalente do sensor apenas as perdas nos enrolamentos (R_{c1} e R_{c2}), as indutâncias próprias (L_1 e L_2) e a indutância mútua (M).

4.2 O CÁLCULO DE CAMPOS MAGNÉTICOS

A obtenção de uma expressão analítica que relacione a variação das indutâncias próprias e mútuas com todas as variáveis elétricas, geométricas e de materiais do sensor seria, a princípio, a solução mais conveniente para o problema do cálculo das indutâncias.

No entanto, o equacionamento analítico do sensor, conforme já comentado no item 2.1, é muito complexo, sugerindo o emprego de modernas técnicas numéricas (método das diferenças finitas ou método dos elementos finitos) para o cálculo das grandezas físicas de interesse.

Consegue-se obter, com auxílio computacional, ótimos resultados no cálculo de campos magnéticos, determinando indutâncias, fluxos, potencial magnético, além de fornecer com extrema facilidade as distribuições destas grandezas graficamente.

Utilizou-se neste trabalho, como meio de cálculo das indutâncias (próprias e mútuas), fluxos (próprio e mútuo) e densidades de fluxo magnético "B", o programa de cálculo de campos em estruturas magnéticas "Difimedi" /7/.

4.2.1 O Programa de Cálculo de Campos Magnéticos

O programa para cálculos de campos magnéticos "Difimedi" é constituído pelo agrupamento de um conjunto de sub-programas e de procedimentos numéricos (método das diferenças finitas), constituindo-se num método de cálculo de campos eletromagnéticos, criado por fontes dadas e independentes do tempo.

Este programa é capaz de tratar os problemas bidirecionais (sistemas planos e sistemas de revolução) levando em conta inclusive a saturação dos materiais ferromagnéticos.

Após a resolução do sistema de equações que compõem o problema, o resultado pode ser explorado de diferentes maneiras:

- por cálculo e traçado das equipotenciais, equifluxos e das linhas de indução, permitindo uma visualização da distribuição destas grandezas sobre a estrutura magnética de entrada (topografia do campo).
- por cálculo de grandezas físicas como: indutância, densidade de fluxo, força, etc.

A utilização do programa não exige que o utilizador seja um especialista em eletromagnetismo, exigindo apenas que duas etapas iniciais sejam bem definidas quais sejam: a definição do problema e a escolha da malha de discretização.

Na definição do problema, escolhe-se a melhor forma de representá-lo, seja em termos de escolha do sistema de coordenadas usado, das condições de contorno do domínio de estudo e da representação das fontes de campo e meios magnéticos.

Quanto ao sistema de coordenadas usado para a representação da estrutura magnética, Difimedi, permite que sejam usadas:

- coordenadas cartesianas (x , y) e coordenadas polares (R , \varnothing) para estruturas invariantes por translação no eixo Z .
- coordenadas cilíndricas (R , Z) para as estruturas invariantes por rotação segundo \varnothing .

As condições de contorno aplicáveis ao domínio de estudo podem ser:

- condição de Dirichlet, onde o potencial magnético é dado sobre as fronteiras do domínio de estudo;
- condição de Neumann, onde a derivada normal do potencial é nula sobre uma das fronteiras;
- condição de (anti) periodicidade, onde o potencial sobre uma fronteira é igual (ou de sinal contrário) ao potencial da fronteira oposta.

As fontes de campo podem ser:

- ímãs permanentes
- correntes nos enrolamentos
- potenciais dados.

Os meios magnéticos são diferenciados pelo valor de sua

permeabilidade.

A escolha do reticulado da malha de discretização implica diretamente no resultado do cálculo. A malha deve, no mínimo, separar os meios de permeabilidades e de valores de campo diferentes. Uma melhora na precisão e resolução do resultado do cálculo de grandezas físicas e traçagem gráfica implica em se empregar um reticulado mais complexo.

Pode-se assim avaliar a potencialidade do programa Difimedi em cálculos de campos em estruturas magnéticas aliada à extrema facilidade do uso, fatores que recomendam sua utilização atualmente para a resolução destes tipos de problemas.

4.2.2 Aplicação do Programa para Cálculo de Campos Magnéticos no Transdutor

Inicialmente usou-se os recursos do programa Difimedi com o transdutor comercial A e o protótipo base construído. Esta opção permitiu que se comparasse os valores obtidos por estes cálculos aos valores obtidos experimentalmente.

A definição adotada para o problema, está descrita a seguir e vale para todos os cálculos feitos neste trabalho. Utilizou-se da simetria dos transdutores para simplificar-se a representação destes no programa, representando-se, assim, somente a metade superior do corte longitudinal central (fig. 3.10) no transdutor. O sistema de coordenadas usado foi o cilíndricos e as condições de contorno, do tipo Dirichlet, onde o potencial magnético é nulo em todas as fronteiras.

As linhas obrigatórias da estrutura foram traçadas, inclusive incluindo-se linhas adicionais prevendo-se a simulação do deslocamento do núcleo através de diversas posições desde o ponto central do transdutor até uma distância "d", no sentido centro-extremidade do transdutor.

Além destas linhas obrigatórias gerais, colocou-se outras em pontos onde se desejava maior resolução gráfica da curva equifluxo.

O cálculo das grandezas físicas fluxo magnético e indutância em função da posição do núcleo foi feito de 3 modos diferentes obtendo-se informações complementares, que são:

- cálculo das grandezas físicas para a bobina 1, devido a excitação da bobina 1, obtendo-se os valores de fluxo e indutância própria
- cálculo das grandezas físicas para a bobina 1, devido a excitação da bobina 2, obtendo-se os valores de fluxo e indutância mútuos.
- cálculo das grandezas físicas para a bobina 2, devido a excitação da bobina 2, obtendo-se os valores de fluxo e indutância próprios complementares.

Na figura 4.2 pode-se ver a variação da indutância própria e mútua em função do deslocamento do núcleo para o sensor do transdutor A e do protótipo base, calculadas através do programa Difimedi. Nota-se que a curva de indutância própria do transdutor A possui o mesmo comportamento da curva de indutância própria obtida experimentalmente (fig. 3.6) para o mesmo transdutor, ficando seus valores também muito próximos. O protótipo base possui um valor maior de indutância para as mesmas posições do núcleo que o transdutor A, e também uma maior sensibilidade quanto a variação da indutância própria em função do deslocamento, devido às diferentes características geométricas, dimensionais e eletromagnéticas deste em relação ao transdutor A.

A curva de indutância mútua para os dois casos cresce a partir do deslocamento do núcleo do extremo até o centro do transdutor, caracterizando o aumento do coeficiente de acoplamento das bobinas e a maximização do produto das indutâncias próprias L_1 e L_2 (equação 2.13). Dando continuidade ao deslocamento do núcleo, agora do centro à extremidade, a

INDUTÂNCIA [mH]

PRÓPRIA [<]

MÚTUA [>]

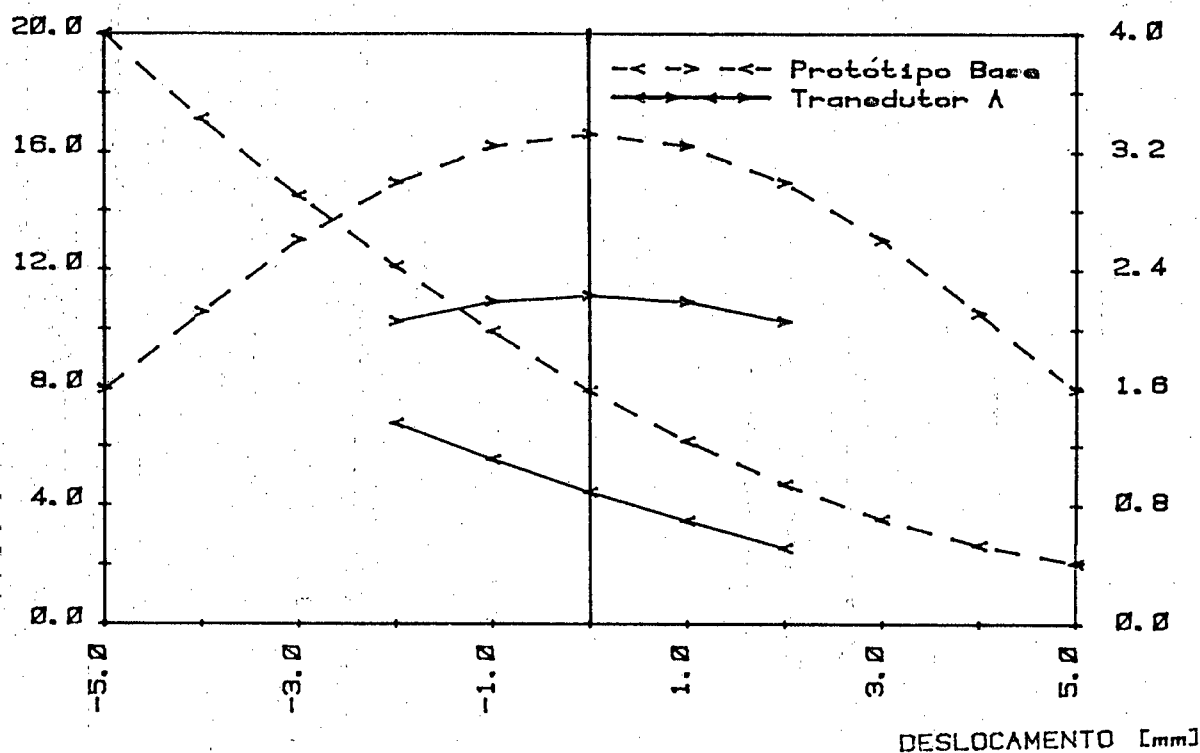


FIG. 4.2 : Variação das indutâncias próprias e mútuas do protótipo base e do transdutor A.

indutância diminui simetricamente.

A máxima densidade de fluxo calculada para uma bobina do transdutor A foi de 24,4 mT para a posição extrema do núcleo, caracterizando baixos níveis de densidade de fluxo "B" para transdutores deste tipo.

Através dos recursos gráficos do programa Difimedi, obteve-se as distribuições de fluxo magnético para o protótipo base (fig. 4.3). As linhas equifluxo apresentadas correspondem a duas posições de núcleo principais:

- núcleo na região central ($d = 0$ mm) (fig. 4.3.b, d, f)
- núcleo na região extrema direita ($d = + 5$ mm) (fig. 4.3.a, c, e, g).

Em função da simetria transversal do sensor, as distribuições de fluxo para a posição do núcleo na extrema esquerda podem ser tomadas, como sendo a imagem virtual das distribuições calculadas para a posição extrema direita.

Uma análise gráfica comparativa entre as diferentes situações apresentadas na figura 4.3, muito importante por permitir que se veja a influência das partes constituintes do sensor sobre o fluxo magnético devido a deslocamento do núcleo, não pôde ser feita, pois as figuras não possuem o mesmo valor (\emptyset) das linhas equifluxo entre si.

As figuras apresentadas na figura 4.3 foram feitas no Laboratoire D'Electrotechnique Et D'Electronique Industrielle - Toulouse - França, por não existir recursos de saídas gráficas, como impressora de alta resolução e Plotadora no sistema computacional em uso (IBM-4341) do Núcleo de Processamento de Dados da UFSC.

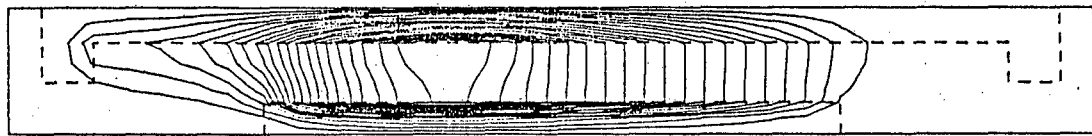
Contudo, algumas pequenas observações de caráter geral podem ser feitas em função das informações contidas na figura 4.3, que são:

A visualização nas figuras 4.3.a, b, c, da influência do fluxo devido ao campo gerado por uma bobina na outra bobina, caracterizando o fenômeno da indutância mútua "M", que, como esperado pela curva de $M = f(d)$ (fig. 4.2), é maior com o núcleo na posição central do sensor.

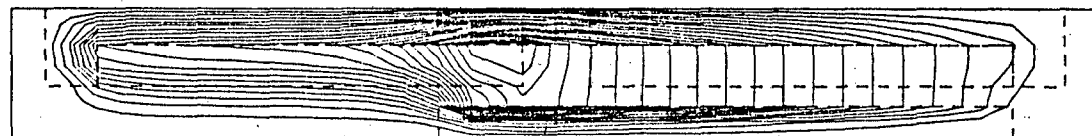
A diferença entre a excitação das bobinas com fluxos aditivos ou subtrativos fica bem caracterizada nas figuras 4.3.d, e, f, g.



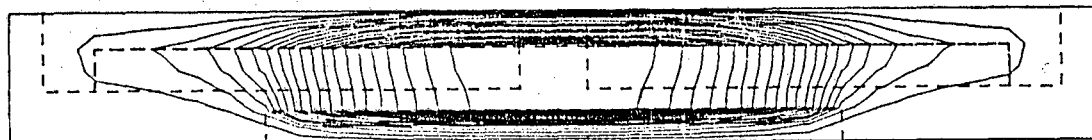
a) Núcleo na posição extrema direita c/excitação da bobina 2. $\Delta\phi=1,06 \text{ nWb}$



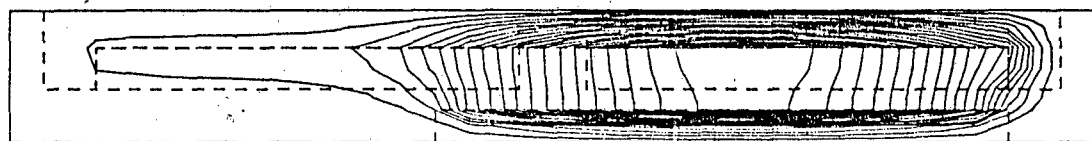
b) Núcleo na posição central c/excitação na bobina 1. $\Delta\phi=0,60 \text{ nWb}$



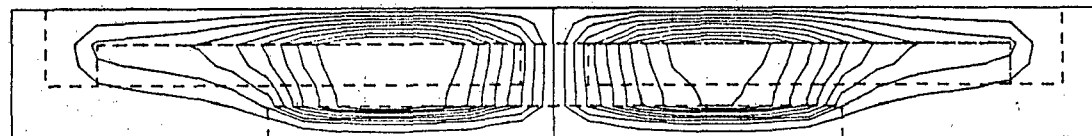
c) Núcleo na posição extrema direita c/excitação na bobina 1. $\phi=0,16 \text{ nWb}$



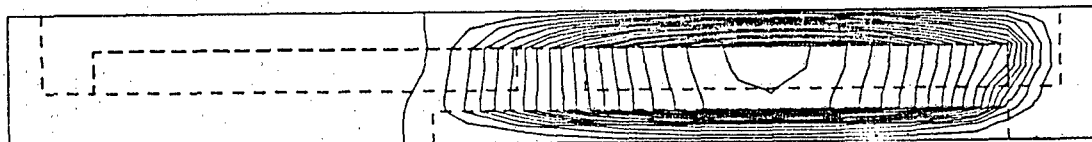
d) Núcleo na posição central c/excitação aditiva nas bobinas 1 e 2. $\Delta\phi=0,97 \text{ nWb}$



e) Núcleo na posição extrema direita c/excitação aditiva nas bobinas 1 e 2. $\Delta\phi=1,15 \text{ nWb}$



f) Núcleo na posição central c/excitação subtrativa nas bobinas 1 e 2. $\Delta\phi=0,67 \text{ nWb}$



g) Núcleo na posição extrema direita c/excitação subtrativa nas bobinas 1 e 2. $\Delta\phi=1,07 \text{ nWb}$

FIG. 4.3 : Linhas de equifluxo para o protótipo base.

4.3 O CÁLCULO DA TENSÃO DIFERENCIAL

O sinal de saída do transdutor, a tensão diferencial U_s , é a grandeza mais importante para a análise do comportamento metrológico e operacional do transdutor. A tensão U_s é obtida equacionando-se o circuito do transdutor segundo a estrutura apresentada na figura 4.4.a, onde a impedância das bobinas é representada pela resistência do enrolamento (R_c), pela indutância própria (L) e pela indutância mútua (M).

No circuito da figura 4.4.b estão representados de forma genérica as impedâncias do circuito do transdutor, bem como as correntes de malhas envolvidas. Nele, $Z_c = R_{c1} + j\omega (L_1 \pm M)$, $Z_d = R_{c2} + j\omega (L_2 \pm M)$, $Z_e = R_e + j\omega (\mp M)$, $Z_a = R_1$ e $Z_b = R_2$.

Aplicando-se ao circuito da figura 4.4.b o método das

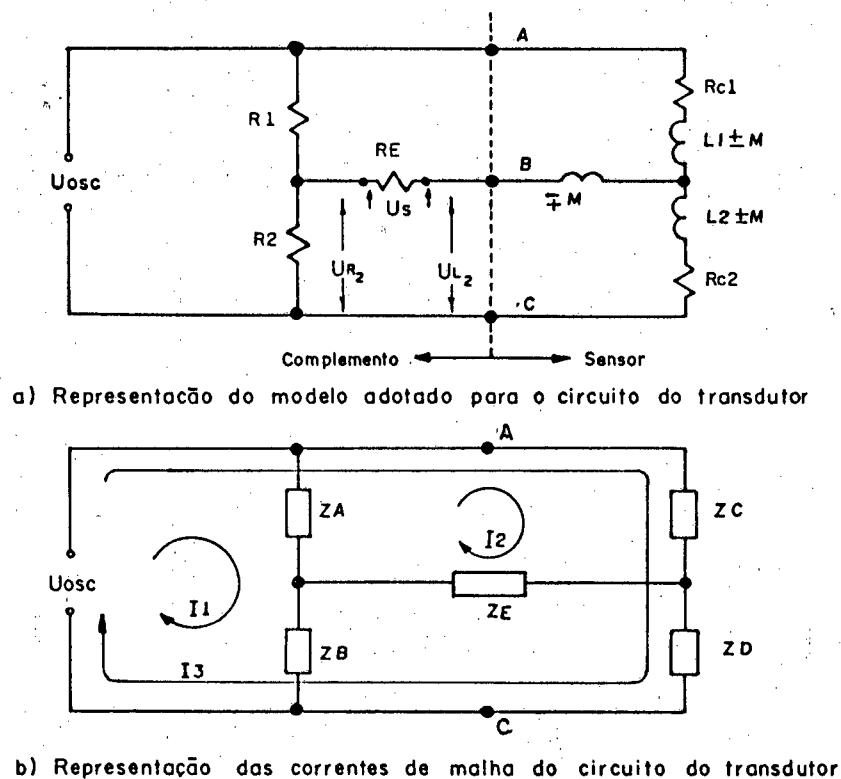


FIG. 4.4 : Circuitos elétricos adotados como modelo para o transdutor de deslocamento.

correntes de malha, obter-se á equação matricial:

$$\begin{bmatrix} U_{osc} \\ \emptyset \\ U_{osc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_A + Z_B & -Z_A & \emptyset \\ -Z_A & Z_A + Z_E + Z_C & Z_C \\ \emptyset & Z_C & Z_C + Z_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

de onde a corrente I_2 , de interesse, pode ser obtida. Assim,

$$I_2 = \frac{\begin{vmatrix} Z_A + Z_B & U_{osc} & \emptyset \\ -Z_A & \emptyset & Z_C \\ \emptyset & U_{osc} & Z_C + Z_D \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} Z_A + Z_B & -Z_A & \emptyset \\ -Z_A & Z_A + Z_E + Z_C & Z_C \\ \emptyset & Z_C & Z_C + Z_D \end{vmatrix}}$$

A tensão U_s é então obtida fazendo-se o produto da corrente I_2 pela resistência de carga R_e , a qual normalmente representa a impedância de entrada da unidade de tratamento de sinais (U.T.S.), ou seja:

$$U_s = I_2 \cdot R_e$$

4.3.1 Sinal de Saída em Função do Deslocamento

O sinal de saída U_s em função do deslocamento é um número complexo, formado por uma parte real (A) e outra imaginária (B), da forma:

$$U_s = A + Bi$$

onde $\sqrt{A^2 + B^2}$ é o módulo da tensão U_s e $\text{tg}^{-1} B/A$ é o ângulo de fase entre as tensões U_s e U_{osc} .

A curva do sinal de saída em função do deslocamento foi obtida usando-se:

- os valores das indutâncias do sensor L_1 , L_2 e M , calculadas para diversas posições do núcleo através do programa de cálculo de campos magnéticos;

- os valores de correntes, número de espiras, permeabilidades, dimensões e geometria foram deixados como variáveis de projeto.

O valor de U_{osc} foi assumido em todos os cálculos como sendo $U_{osc} = 1 \angle 0^\circ$. Os valores complementares como R_1 , R_2 , R_{c1} , R_{c2} , R_e e f , foram deixados também como variáveis.

O valor das impedâncias Z_c , Z_d e Z_e , dependem, conforme já visto, do sentido relativo dos fluxos das bobinas. Se os fluxos forem aditivos, a indutância mútua é aditiva nas impedâncias Z_c e Z_d e subtrativa na impedância Z_e . Se os fluxos forem subtrativos, ocorre o oposto.

A figura 4.5 mostra uma tabela de valores obtida através do cálculo da tensão U_s por computador /30/ para o protótipo base. Os valores das variáveis complementares para este cálculo são:

$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{c1} = 25 \Omega$, $R_{c2} = 25 \Omega$, $R_e = 1 \text{ M}\Omega$
e $f = 5 \text{ kHz}$.

Na figura 4.6 está o gráfico do módulo da tensão diferencial U_s para fluxos aditivos subtrativos do protótipo base, obtidos através de computador /30/.

Através das curvas de variação do sinal de saída em função do deslocamento (fig. 4.6) calculadas para o protótipo base, pode-se notar uma grande diferença entre a formada por fluxos aditivos e a formada por fluxos subtrativos. Na curva com fluxos aditivos, nota-se um menor erro de linearidade e uma menor sensibilidade de variação da tensão U_s com o deslocamento. Já na curva com fluxos subtrativos observa-se o oposto, tendo-se um maior erro de linearidade e uma maior sensibilidade também.

Pode-se observar ainda, principalmente para o caso de fluxos aditivos, a grande proximidade dos resultados da variação da tensão U_s em função do deslocamento, entre os valores obtidos por cálculo e os obtidos experimentalmente no capítulo 3, traçados novamente na figura 4.6, mostrando a validade do método de cálculo usado.

DESL-[mm]	IND1-[mH]	IND2-[mH]	INDM-[mH]	RU _s -[mV]	IU _s -[mV]	MU _s -[mV]	FU _s -[°]
-5.00	20.00	2.04	1.59	-354.47	-22.35	355.18	183.61
-4.00	17.10	3.53	2.11	-300.61	-19.16	301.27	183.80
-3.00	14.50	3.50	2.60	-235.34	-16.16	236.39	183.92
-2.00	12.10	4.67	2.99	-162.42	-11.35	162.81	184.00
-1.00	9.91	6.14	3.24	-63.21	-5.87	63.42	184.04
0.00	7.89	7.89	3.32	0.00	0.00	0.00	0.00
1.00	6.14	9.91	3.24	83.21	5.87	83.42	4.04
2.00	4.67	12.10	2.99	162.42	11.35	162.81	4.00
3.00	3.50	14.50	2.60	235.34	16.16	236.39	3.92
4.00	2.63	17.10	2.11	300.61	19.16	301.27	3.80
5.00	2.04	20.00	1.59	354.47	22.35	355.18	3.61
-5.00	20.00	2.04	-1.59	-472.53	-39.64	474.21	184.62
-4.00	17.10	2.63	-2.11	-461.38	-47.30	463.79	185.35
-3.00	14.50	3.50	-2.60	-422.93	-52.54	426.18	187.08
-2.00	12.10	4.67	-2.99	-336.80	-49.63	340.44	188.39
-1.00	9.91	6.14	-3.24	-191.53	-31.83	194.20	189.63
0.00	7.89	7.89	-3.32	0.00	0.00	0.00	0.00
1.00	6.14	9.91	-3.24	191.58	31.83	194.20	9.43
2.00	4.67	12.10	-2.99	336.80	49.63	340.44	8.38
3.00	3.50	14.50	-2.60	422.93	52.54	426.18	7.08
4.00	2.63	17.10	-2.11	461.38	47.30	463.79	5.35
5.00	2.04	20.00	-1.59	472.53	39.64	474.21	4.62

Onde

DESL=Deslocamento, IND=Indutância, RU_s=Parte Real de U_s IU_s=Parte Imaginária de U_s,MU_s=Módulo de U_s e FU_s = Fase de U_s

a) Fluxos Aditivos

b) Fluxos Subtrativos

FIG. 4.5 : Tabela de valores da tensão diferencial U_s e das indutâncias próprias e mútuas em função do deslocamento.

$|U_s|$ [mV]

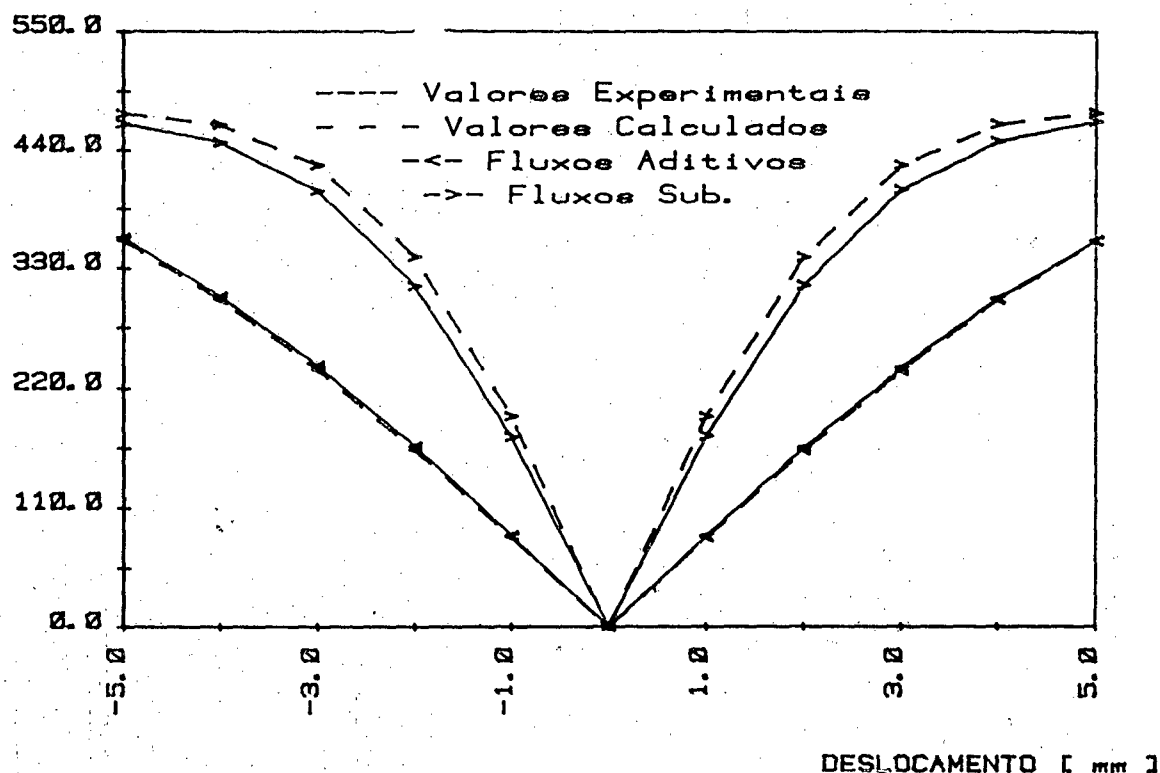


FIG. 4.6 : Variação da tensão de saída em função do deslocamento para o protótipo base.

4.3.2 Família de Curvas do Sinal de Saída

Definiu-se anteriormente que seriam variáveis de projeto do transdutor: a geometria, as permeabilidades magnéticas, o sentido dos fluxos nas bobinas, o número de espiras, a corrente elétrica, o valor da resistência do enrolamento (R_c), de carga (R_e), do circuito complementar (R_1 e R_2) e a frequência de excitação.

Como forma de avaliar a influência isolada destas variáveis no comportamento do transdutor, fez-se o cálculo do sinal de saída, tensão U_s , variando-se isoladamente, uma a uma, as variáveis em análise. As outras variáveis eram consideradas constantes e com os mesmos valores das do protótipo base.

Não houve uma regra geral quanto aos valores que as

variáveis deveriam assumir. Foi analisado caso a caso e usado o bom senso. Na maioria das simulações estes valores foram um acima do valor da variável no protótipo base e outro abaixo deste valor.

4.4 CURVAS DE SENSIBILIDADE E ERRO DE LINEARIDADE

Como forma de se avaliar os sinais de saída da família de curvas calculadas anteriormente, estabeleceu-se um método simplificado de determinação das características metrológicas para uma dada curva de variação da tensão U_s em função do deslocamento, correspondente a um transdutor hipotético. Este método simplificado permitiu obter a sensibilidade e o erro de linearidade para uma dada curva de variação do sinal de saída (tensão U_s) em função do sinal de entrada (deslocamento do núcleo).

Estas características foram assim definidas:

- sensibilidade: valor do sinal de saída $|U_{s1}|$ mV para a variação de deslocamento de 1 mm (fig. 4.7). Assim:

$$S = |\Delta U_{s1}| \text{ mV/mm}$$

- erro de linearidade: diferença entre o valor do sinal de saída para um deslocamento de + 2 mm ($|\Delta U_{s2}|$) e o valor $|\Delta U_{s2}|$ dado pelo prolongamento da reta (fig. 4.7) que une os pontos 0 e 1 para o mesmo deslocamento. Então:

$$EL_1 = |\Delta U_{o2}'| - |\Delta U_{o2}| \text{ mV}$$

Em termos de grandeza deslocamento:

$$EL = \frac{1.000 (|\Delta U_{o2}'| - |\Delta U_{o2}|)}{|\Delta U_{o1}|} \mu\text{m}$$

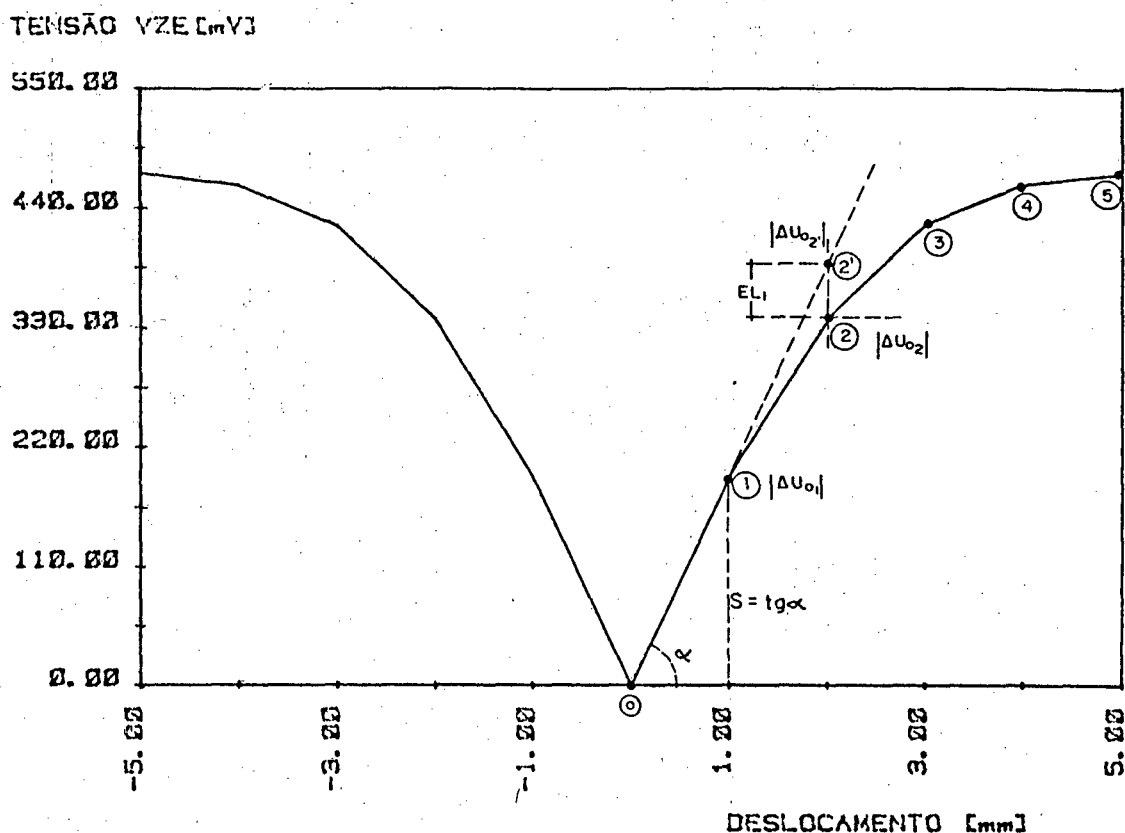


FIG. 4.7 : Determinação da sensibilidade e erro de linearidade adotados.

4.4.1 Curvas de Variação da Sensibilidade e Erro de Linearidade

Calculadas a sensibilidade e o erro de linearidade pelo método simplificado, fez-se, para cada uma das curvas do sinal de saída da família de curvas obtida, uma verificação nos valores da sensibilidade e erro de linearidade. Escolhendo-se, então, as variáveis que mais contribuíram para a diminuição do erro de linearidade e o aumento da sensibilidade, seja por já apresentarem melhores valores ou por possuírem tendência a apresentá-los, com pequenas modificações no valor da variável.

Estas variáveis foram: o afastamento entre bobinas, o raio do núcleo, o comprimento do núcleo, a relutividade da armadura e do núcleo, a espessura da armadura, a espessura do desacoplador e a espessura da bobina.

Para estas variáveis, foram traçadas curvas de sensibilidade e erro de linearidade (fluxos aditivos e subtrativos) (fig. 4.8, 4.9, 4.10 e 4.11).

Estas variáveis devem ser assim interpretadas:

- o afastamento entre bobinas (B_a), implica em se alterar também o comprimento das bobinas pois deixou-se constante as dimensões extremas A_c e A_{el} do sensor (fig. 3.10);
- o raio do núcleo, varia somente o raio do núcleo (N_r);
- o comprimento do núcleo, varia somente o comprimento do núcleo (N_c);
- a relutividade varia a relutividade absoluta do núcleo e da armadura;
- espessura da armadura, varia a espessura da armadura (A_e), conservando fixa a posição das bobinas;
- espessura do desacoplador (B_a), implica em se alterar também o comprimento das bobinas pois conservou-se as dimensões extremas A_c e A_{el} constantes (fig. 3.10);
- espessura da bobina, considera-se a espessura da bobina propriamente dita (B_e) e a espessura da armadura lateral, de modo às duas formarem fronteiras longitudinais co-lineares (fig. 3.10). A variação da espessura da bobina, se dá a partir do referencial da armadura (fixo) em direção ao referencial do núcleo.

4.4.2 Análise das Curvas de Sensibilidade e de Erro de Linearidade

Devido às características comuns, encontradas entre o grupo de curvas do sinal de saída para fluxos aditivos, e o grupo das curvas do sinal de saída para os fluxos subtrativos, já comentadas neste capítulo em função da curva calculada para o protótipo base, fez-se uma análise da sensibilidade ou do erro de linearidade diferenciada para cada grupo de curvas.

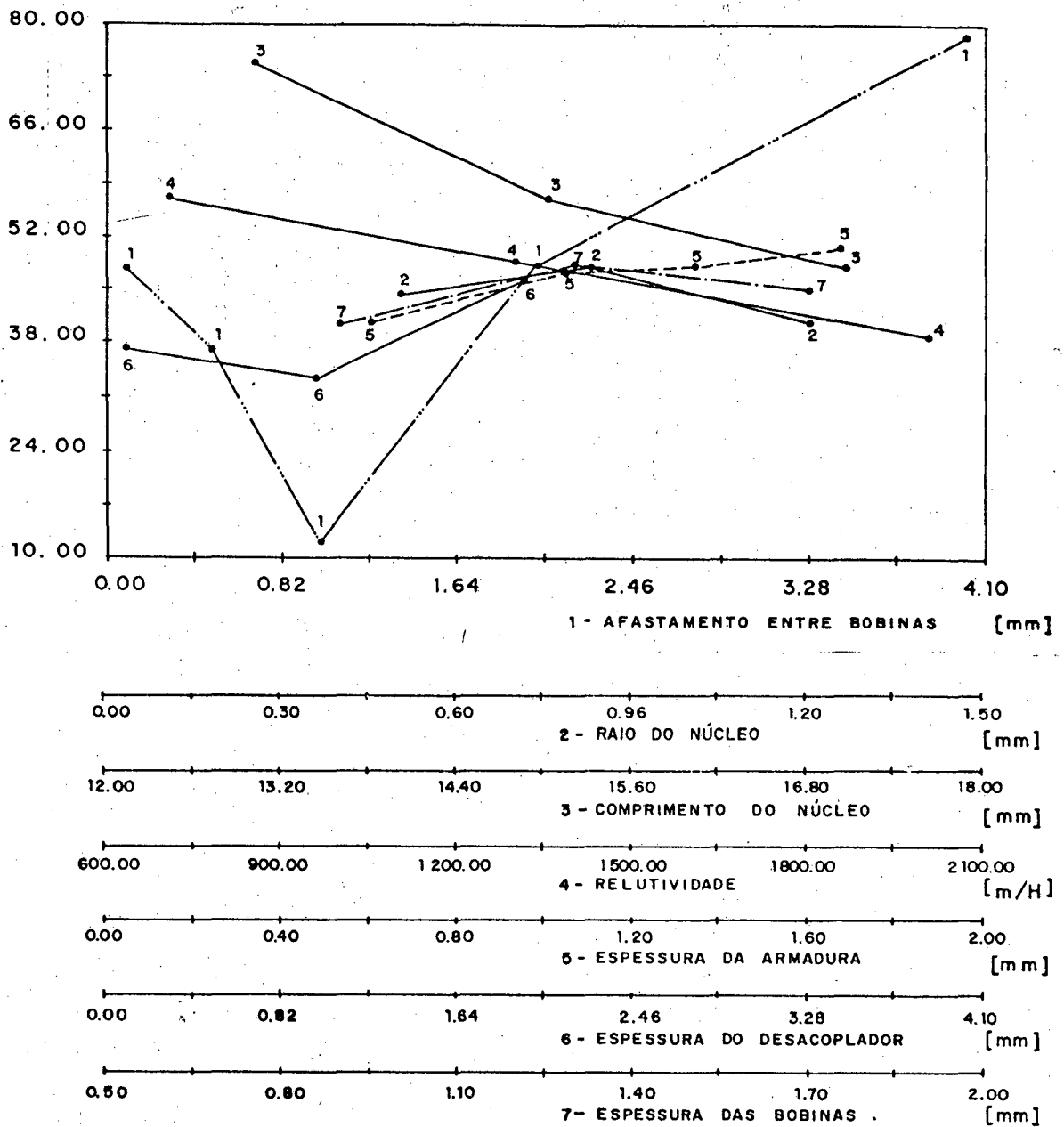
ERRO DE LINEARIDADE [μm]

FIG. 4.8 : Erro de linearidade em função de diversos valores das variáveis do transdutor (fluxos aditivos).

SENSIBILIDADE [mV/mm]

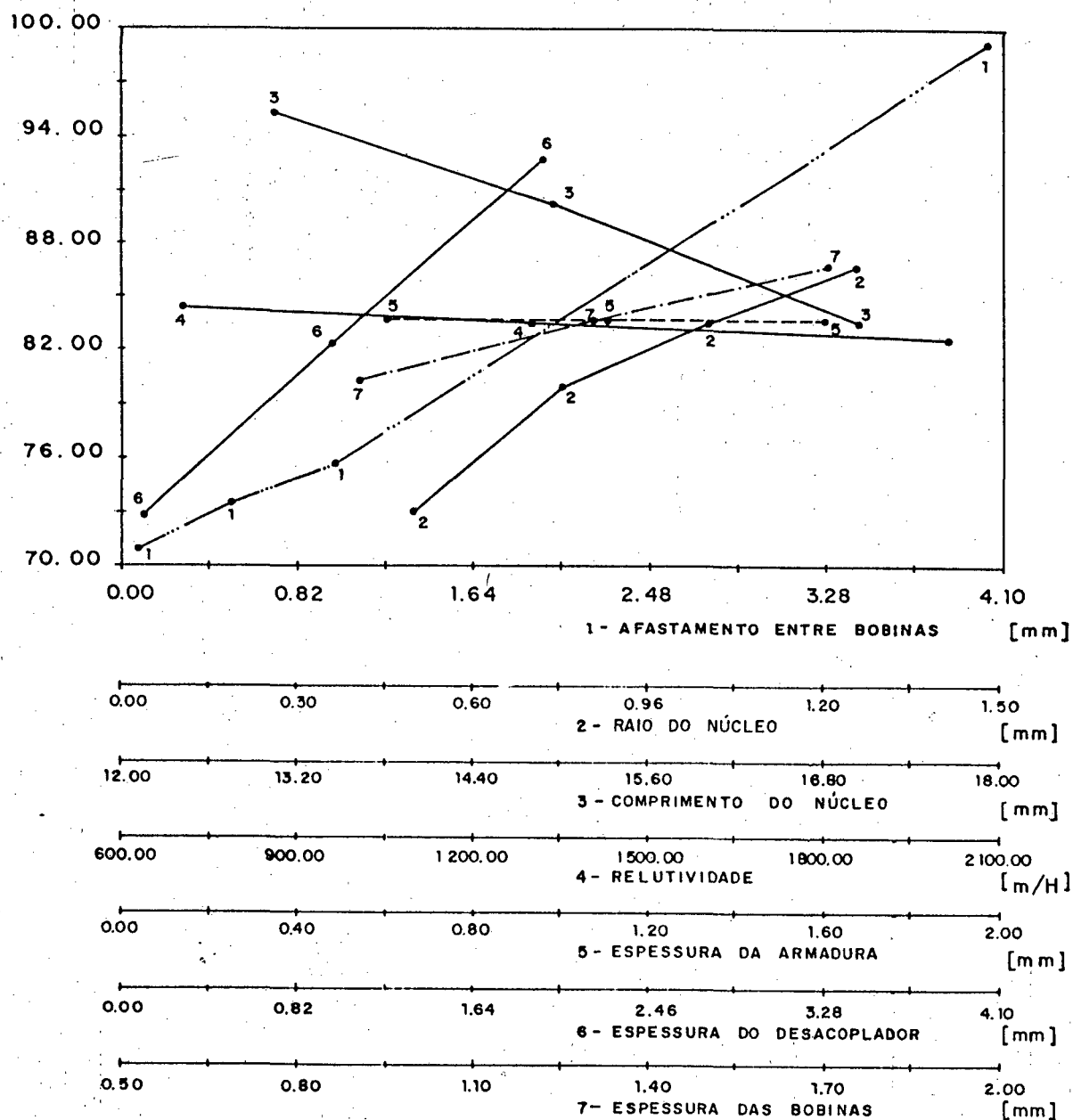


FIG. 4.9 : Sensibilidade em função de diversos valores das variáveis do transdutor (fluxos aditivos).

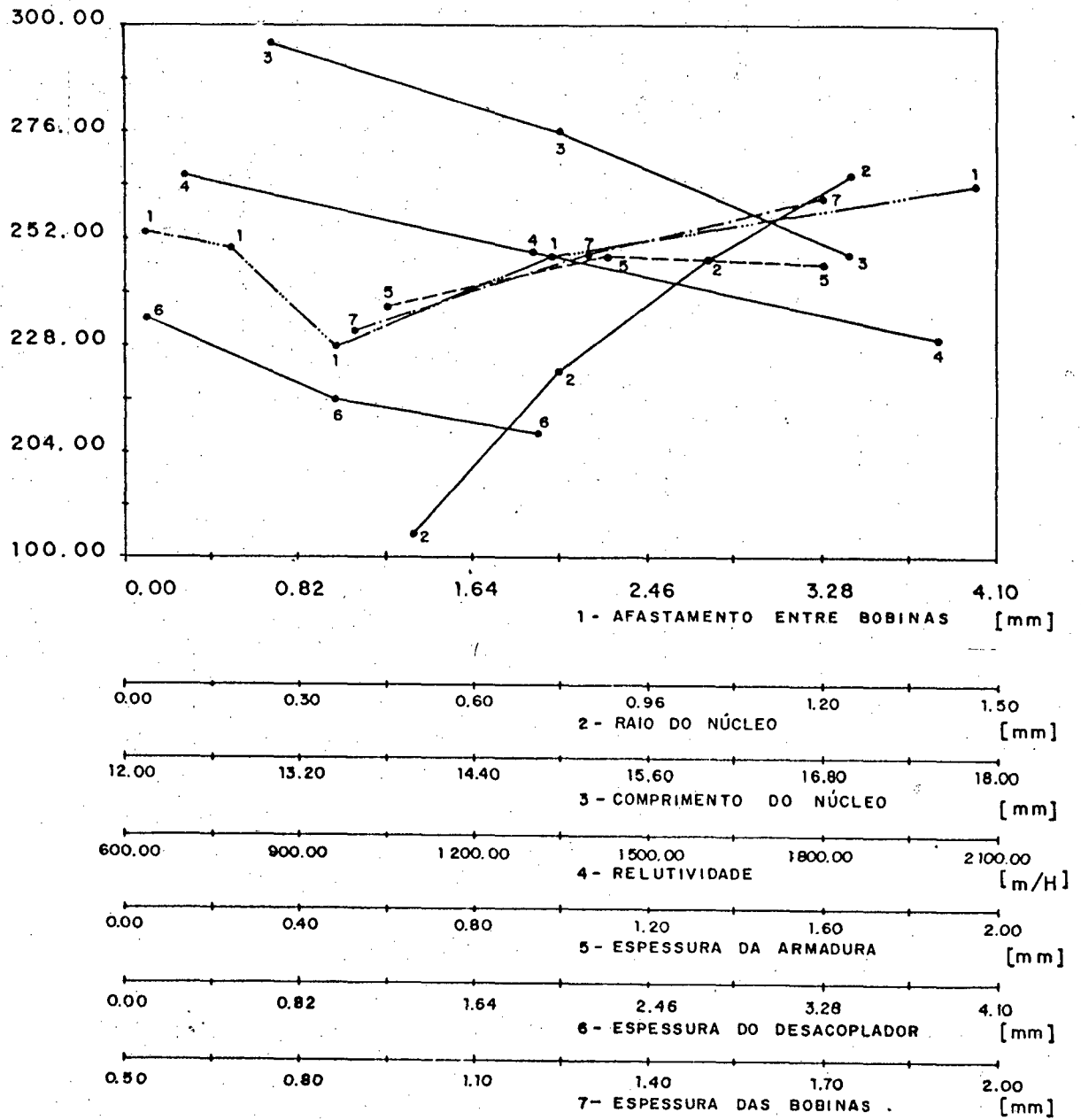
ERRO DE LINEARIDADE [μm]

FIG. 4.10 : Erro de linearidade em função de diversos valores das variáveis do transdutor (fluxos subtrativos).

SENSIBILIDADE [mV/mm]

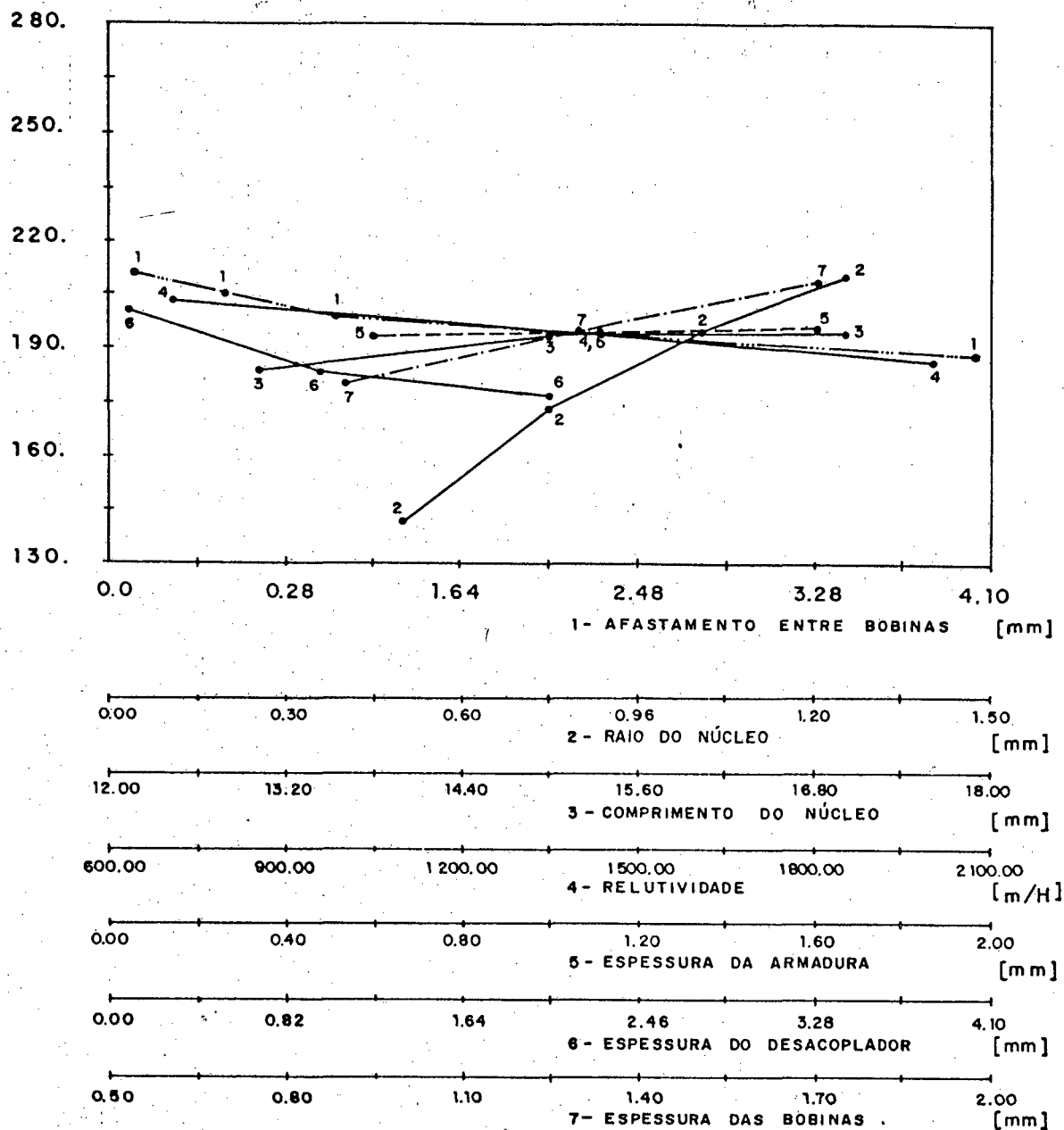


FIG. 4.11 : Sensibilidade em função de diversos valores das variáveis do transdutor (fluxos sub-
trativos).

a) Fluxos Aditivos: a figura 4.8 mostra as curvas de variação do erro de linearidade em função das variáveis de projeto que se destacaram. Nela pode-se notar como destaque o afastamento entre bobinas (Ba) que, para um afastamento de 1 mm, atinge o ponto de mínimo na sua curva, com o valor calculado E. L. = 12 μm , valor 4 vezes menor que o E.L. = 48 μm , também calculado para o protótipo base.

Outra variável que apresenta uma maior variação no E.L., porém não chegando a níveis tão baixos como os da variável Ba , é o comprimento do núcleo (Nc). O E.L. decresce com aumento do comprimento deste passando de um E.L. = 75 μm com $Nc = 13$ mm para um E.L. = 48 μm com $Nc = 17$ mm (protótipo base).

Quanto a sensibilidade do transdutor (fig. 4.9), cinco curvas apresentaram maiores variações em função dos valores das variáveis. São as das variáveis: afastamento entre bobinas, espessura da bobina, espessura do desacoplador, comprimento do núcleo e raio do núcleo. Para os valores de variáveis usados, o maior valor de sensibilidade atingida foi o de $S = 99$ mV/mm para um afastamento de bobinas de 4 mm contra a $S = 83$ mV/mm para um $Ba = 1$ mm do protótipo base.

b) Fluxos Subtrativos: a curva de erro de linearidade (fig. 4.10) que apresenta o valor mais baixo é a da variável raio do núcleo, onde um erro de linearidade, mínimo de 186 μm é encontrado para um $Nr = 0,5$ mm, contra um E.L. = 248 μm para um $Nr = 1$ mm do protótipo base.

Dentre as curvas de sensibilidade (fig. 4.11), as que apresentaram uma maior variação foram as das variáveis raio do núcleo (Nr) e da espessura das bobinas (Be). No entanto, o maior valor de sensibilidade, encontrado para um valor do afastamento entre bobinas (Ba) de 0,1 mm, foi $S = 211$ mV/mm contra, um $S = 199$ mV/mm do protótipo base com $Ba = 2$ mm.

5. CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO OTIMIZADO

Com base nos estudos experimentais e teóricos analíticos, desenvolveu-se uma proposta de construção de um protótipo de transdutor otimizado. As dificuldades encontradas na construção do protótipo otimizado proposto (P.O.P.) são relatadas. São também realizados uma série de ensaios com a finalidade de avaliar as características metroológicas e operacionais do protótipo do transdutor otimizado construído (P.O.C.), comparando-os com os parâmetros de projeto.

5.1 PROJETO DO TRANSDUTOR OTIMIZADO

5.1.1 Parâmetros e Critérios Básicos

Propôs-se construir um transdutor que; dentre outros aspectos, fosse compatível com as características elétricas e mecânicas dos transdutores oferecidos no mercado, visando sua intercambiabilidade. A partir desta premissa, surgem algumas restrições às variáveis do projeto, que são descritas a seguir.

a) Parâmetros Mecânicos: A primeira restrição diz respeito ao diâmetro máximo da armadura. Deseja-se um transdutor compatível com os vários acessórios já existentes da metrologia dimensional, como colunas de medição, dispositivos de medição, máquinas de medir, etc. A norma DIN 878 fixa, como diâmetro externo do elemento de fixação de medidores de deslocamentos equivalentes ao relógio comparador, um valor nominal de 8 mm e tolerância de fabricação h6 (+ 0,000, - 0,009 mm). Assim adotou-se para o corpo do transdutor o mesmo valor do diâmetro externo do elemento de fixação. Isto implicou em uma armadura com diâmetro externo (fig. 3.10)

menor que 8 mm. Propôs-se para o P.O.P. um diâmetro externo da armadura 7,7 mm. Outras dimensões têm restrições decorrentes, ou mesmo não as possuem.

- b) Parâmetros Elétricos: Quanto às características elétricas, usou-se a frequência de excitação de 5 kHz. Este é um valor normalmente disponível nas pontes amplificadoras universais e também pertencente à faixa de frequência em que se constatou válido o modelo adotado do circuito equivalente da bobina do protótipo base.

A tensão de excitação típica dos transdutores e a usada no protótipo foi de 2,5 V (eficaz). Tensões maiores melhoram a sensibilidade do transdutor, colaborando por outro lado em um aumento de temperatura (perdas) nos enrolamentos da bobina, comprometendo o comportamento metrológico esperado.

Os valores das resistências R_1 e R_2 (fig. 4.9) do circuito complementar foram de 1 k ($R_2 = R_1 = 1 \text{ k}\Omega$), valor este aproximadamente da mesma ordem de grandeza da impedância do sensor.

- c) Outros Critérios: Do ponto de vista das características metrológicas linearidade e sensibilidade, um bom transdutor deve possuir baixo erro de linearidade e elevada sensibilidade. Estes dois pontos ótimos das características metrológicas podem não ser atingidos simultaneamente em um transdutor, ficando uma característica como dominante. Seja qual for a característica dominante do transdutor, dependendo da aplicação a que este se destina, será mais vantajoso a escolha de um tipo ou de outro. Um transdutor com boa linearidade (baixo erro de linearidade) deve ser usado com uma unidade de tratamento de sinais (U.T.S.) e indicador, também com boas características de linearidade. A sensibilidade, nestes casos, é compensada por um ganho dado ao sinal pelo amplificador da U.T.S. Este é o caso típico da maioria dos sistemas de medição convencionais existentes. No entanto, quanto mais baixa for a sensibilidade, mais alto deve ser o

ganho do amplificador, para se atingir os níveis de tensão necessários na etapa de demodulação. Quanto mais alto o ganho, mais se tornam influentes os erros deste amplificador, como tensão de desvio do sinal de entrada ("off-set"). Estes podem chegar a níveis de grandeza na saída do amplificador na ordem do erro máximo do transdutor, comprometendo o bom desempenho do sistema.

Por outro lado, um transdutor com um alta sensibilidade diminui a necessidade de altos ganhos da etapa amplificadora, diminuindo os erros como os provocados pela tensão de desvio do sinal de entrada, ruídos do amplificador, deriva da tensão de entrada com a temperatura e outros. Porém se este não possuir a linearidade exigida, deve-se linearizá-lo através de uma tabela de valores ou equação. Nos modernos sistemas de medição controlados por micro ou mini-computadores tal linearização é feita por software. Estes sistemas ainda são pouco usados devido a seu custo e disponibilidade.

Outra vantagem deste tipo de transdutor é o da sua utilização como detector de posição atingida, onde não interessa linearidade e sim a detecção de posições pré fixadas. O aumento da sensibilidade do transdutor aumenta a resolução do sistema de comparação (detecção).

Optou-se, neste trabalho, pela construção de um transdutor que oferecesse maior linearidade, por ser este o de maior emprego na metrologia dimensional. Consequentemente, optou-se pela ligação das bobinas de forma a produzirem fluxos aditivos, pois, conforme observado nas figuras 4.8 e 4.10, as maiores linearidades ocorrem com este tipo de ligação.

5.1.2 Otimização do Protótipo

Em uma análise às curvas de erro de linearidade e sensibilidade dos transdutores, verificou-se um ponto de E. L. mínimo na família de curvas dos fluxos aditivos (fig. 4.8). Este

valor ocorreu para um valor de afastamento entre bobinas $Ba = 1$ mm. O valor do E.L. (mínimo) neste ponto é $EL = 12$ μ m contra um E.L. = 48 μ m calculado para o protótipo base e contra um E.L. = 24 μ m medido para o transdutor A. A sensibilidade para este mesmo valor de Ba , é de 76 mV/mm, contra 83 e 81 mV/mm para o protótipo base e transdutor A, respectivamente. A redução de Ba em 50% significou uma redução no E.L. do protótipo aqui proposto em relação ao protótipo base de 75% e, em relação ao transdutor A, de 50%, mostrando que um bom resultado foi alcançado. Verificou-se ainda, uma redução na sensibilidade de 9% em relação ao P.B. e 6% em relação ao transdutor A. Esta redução na sensibilidade não foi muito significativa, podendo considerar-se bom o resultado obtido.

No entanto, com o propósito de se testar e adquirir maior experiência no método de otimização usado, procurou-se compensar a redução da sensibilidade através do prosseguimento do processo de otimização. Assim, observou-se que as variáveis raio do núcleo (Nr) e espessura da bobina (Be) contribuem com um aumento de sensibilidade, sem contudo provocarem grandes variações no E.L. (fig. 4.8 e 4.9). Tomando-se como base os dados do protótipo base alterados para um $Ba = 1$ mm (os quais produziram E.L. mínimo de 12 μ m), variou-se os valores de Be e Nr .

Obtendo-se os novos valores de E.L. e S . mostrados nas figuras 5.1, 5.2, 5.3 e 5.4, o aumento da sensibilidade buscado ocorreu para até o valor 80 mV/mm. Contudo, o erro de linearidade também aumentou, atingindo 45 μ m. No entanto observou-se que para o valor de espessura da bobina $Be = 1,7$ mm o erro de linearidade diminuiu para o valor E.L. = 2 μ m (fig. 5.1), significando uma redução de 95% em relação ao erro do protótipo base. A sensibilidade neste ponto não diminuiu muito, ficando 6% abaixo da do protótipo base.

Face a grande redução conseguida no erro de linearidade, considerou-se concluída a otimização para efeitos do trabalho.

Assim, o protótipo otimizado proposto (P.O.P.) fica com os mesmos valores das variáveis geométricas e eletromagnéticas do protótipo base, a não ser a espessura da bobina, que fica com $= 1,7 \text{ mm}$, e o afastamento das bobinas, que fica sendo $Ba = 1 \text{ mm}$.

ERRO de LINEARIDADE [μm]

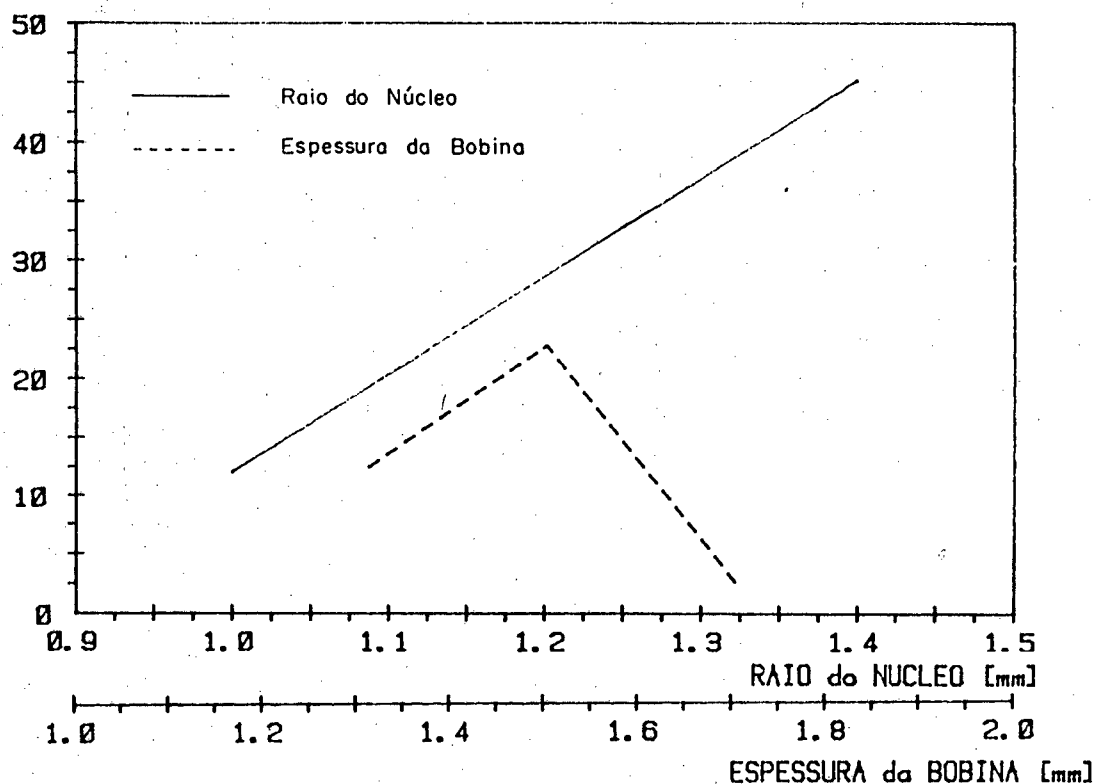


FIG 5.1 : Curva erro de linearidade em função de B_e e N_r

SENSIBILIDADE [mV/mm]

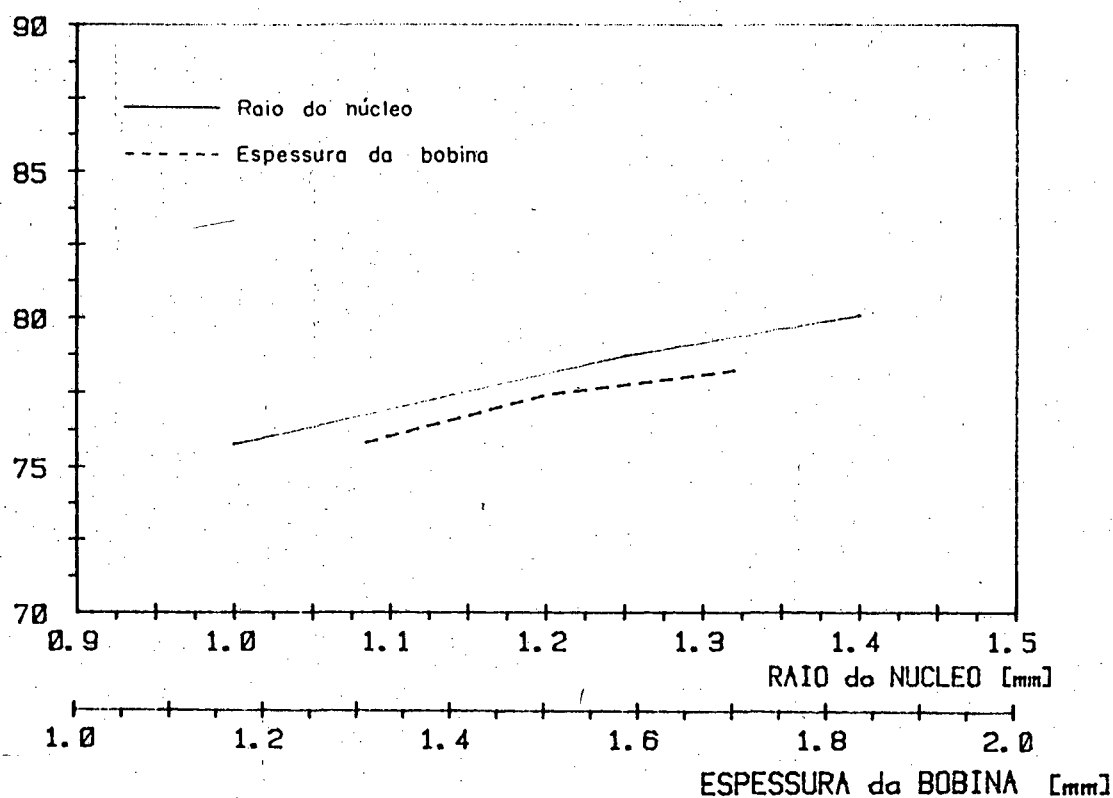


FIG 5.2 : Curva de sensibilidade em função de Be e Nr

ERRO de LINEARIDADE [um]

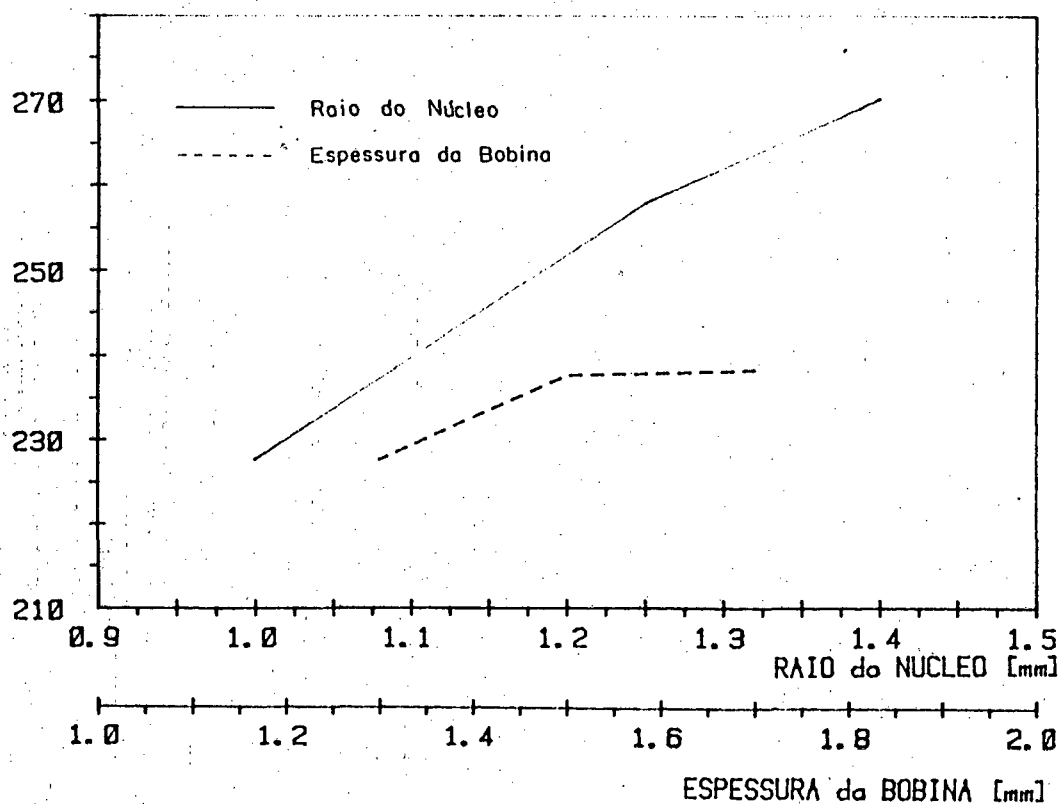


FIG 5.3 : Curva de erro de linearidade em função de Be e Nr

SENSIBILIDADE [mV/mm]

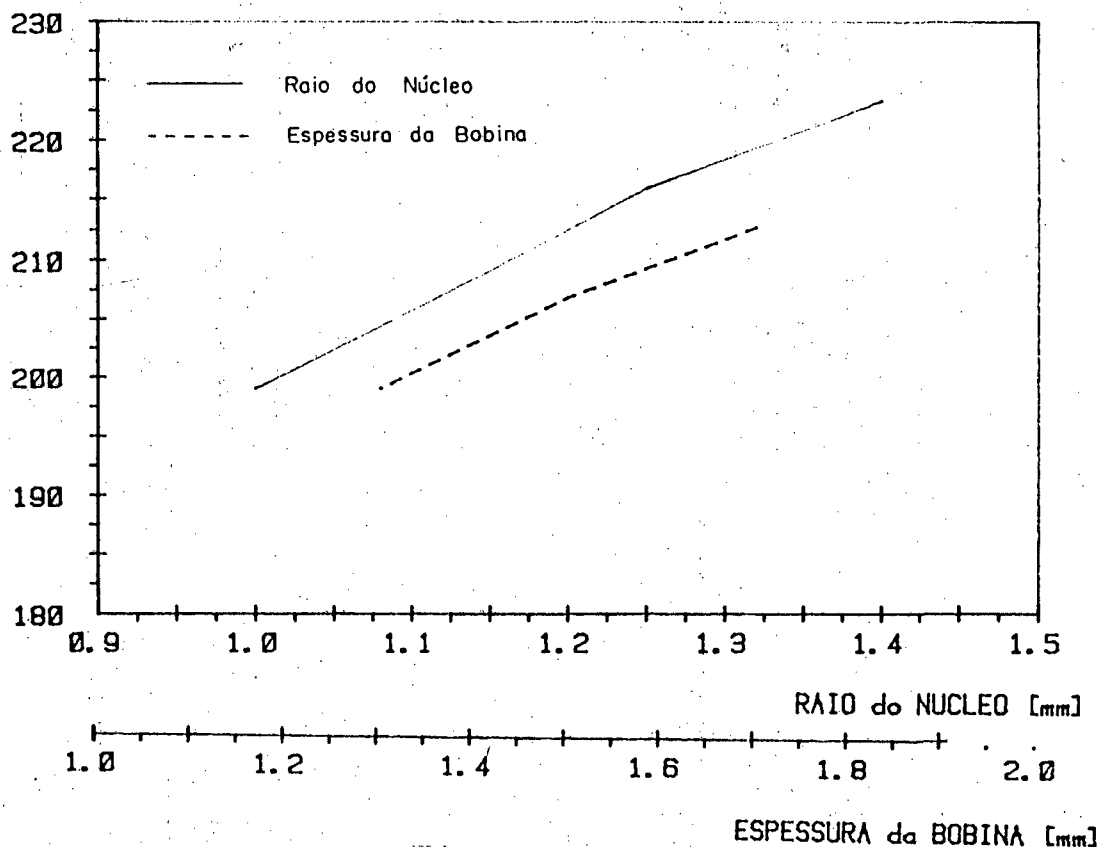


FIG 5.4 : Curva de sensibilidade em função de Be e Nr

5.2 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO OTIMIZADO

Na seção precedente chegou-se, através de simulação da variação de parâmetros construtivos na estrutura do protótipo base, a uma proposta de protótipo otimizado com um erro de linearidade E.L. = 2 μ m e sensibilidade $S = 78$ mV/mm. Isto foi conseguido através da alteração das variáveis espessura da bobina (Be) e afastamento entre bobinas (Ba) no protótipo base.

A redução no afastamento das bobinas (Ba) (fig. 3.10), de 2 mm no P.B., para 1 mm no Protótipo Otimizado Construído (P.O.C.), é conseguida simplesmente fazendo-se um aumento de $\emptyset,5$ mm no comprimento de cada bobina (Bc). Por outro lado, o novo valor da espessura da bobina (Be), compreende um aumento da espessura da bobina propriamente dita e um aumento da parte lateral da armadura (AE2) (@ Ae = cte.). O aumento da espessura da bobina

(Be) foi conseguido somente em parte, devido a impossibilidade de se aumentar a dimensão Be na porção lateral da armadura, sem recorrer à fabricação de uma nova armadura, o que consiste atualmente num processo moroso na UFSC.

Assim, para efeito de construção de um protótipo otimizado, aumentou-se somente a espessura da bobina propriamente dita, criando-se a diferença ΔB_a . (fig. 5.5) entre a espessura lateral da armadura do protótipo proposto (linhas tracejadas) e a espessura lateral da armadura do protótipo efetivamente construído (linhas cheias), chamado de protótipo otimizado construído (P.O.C.).

Na figura 5.5 pode-se ver as linhas equifluxo para uma região ampliada do P.O.C. e os seus valores.

Nota-se na figura 5.5 uma concentração significativa das linhas equifluxo na região lateral da armadura, bem como uma mudança provocada na direção delas devido a mudança da permeabilidade magnética do meio (ferrite-ar) na região onde

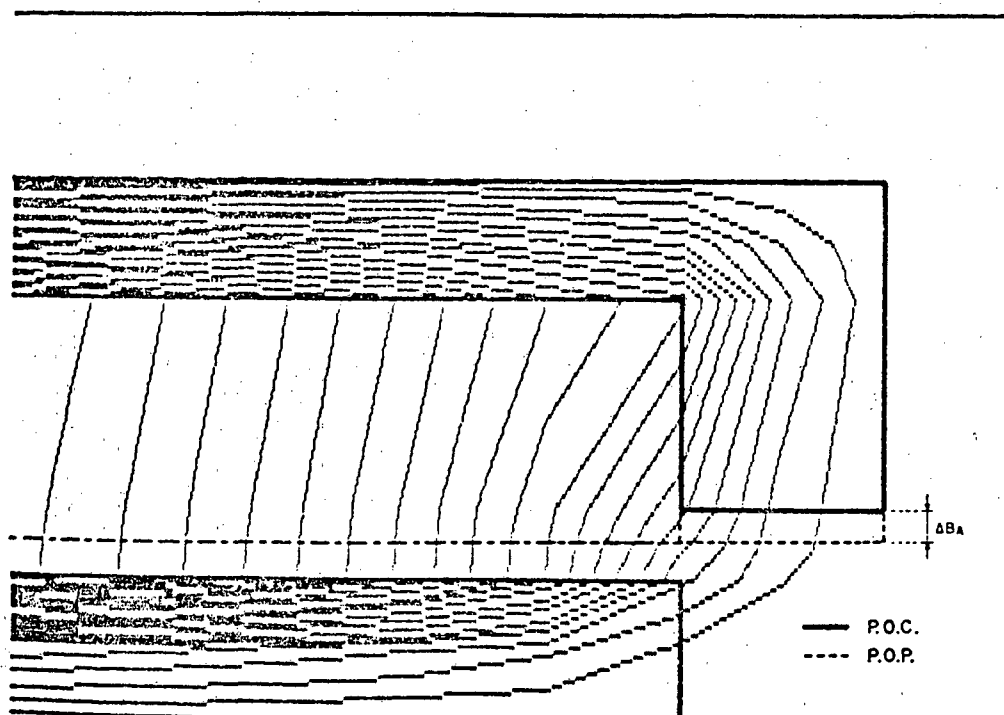


FIG 5.5 : Distribuição das linhas equifluxo p/uma região particular do P.O.C.

ocorre a diferença ΔB_a . Isto significa que haverá mudanças no comportamento metrológico do protótipo construído em relação ao protótipo proposto.

5.3 ENSAIO DO PROTÓTIPO OTIMIZADO CONSTRUÍDO

Após a construção do protótipo otimizado, procedeu-se a um ensaio deste, visando comparar os resultados obtidos através do cálculo com os valores obtidos experimentalmente.

Inicialmente, obteve-se a curva da variação do sinal de saída $|U_s|$ em função do sinal de entrada d (deslocamento do núcleo). Esta curva foi obtida segundo as mesmas condições e procedimentos que foram adotados para o levantamento da curva equivalente para o protótipo base.

Na figura 5.6 estão mostradas as curvas de variação

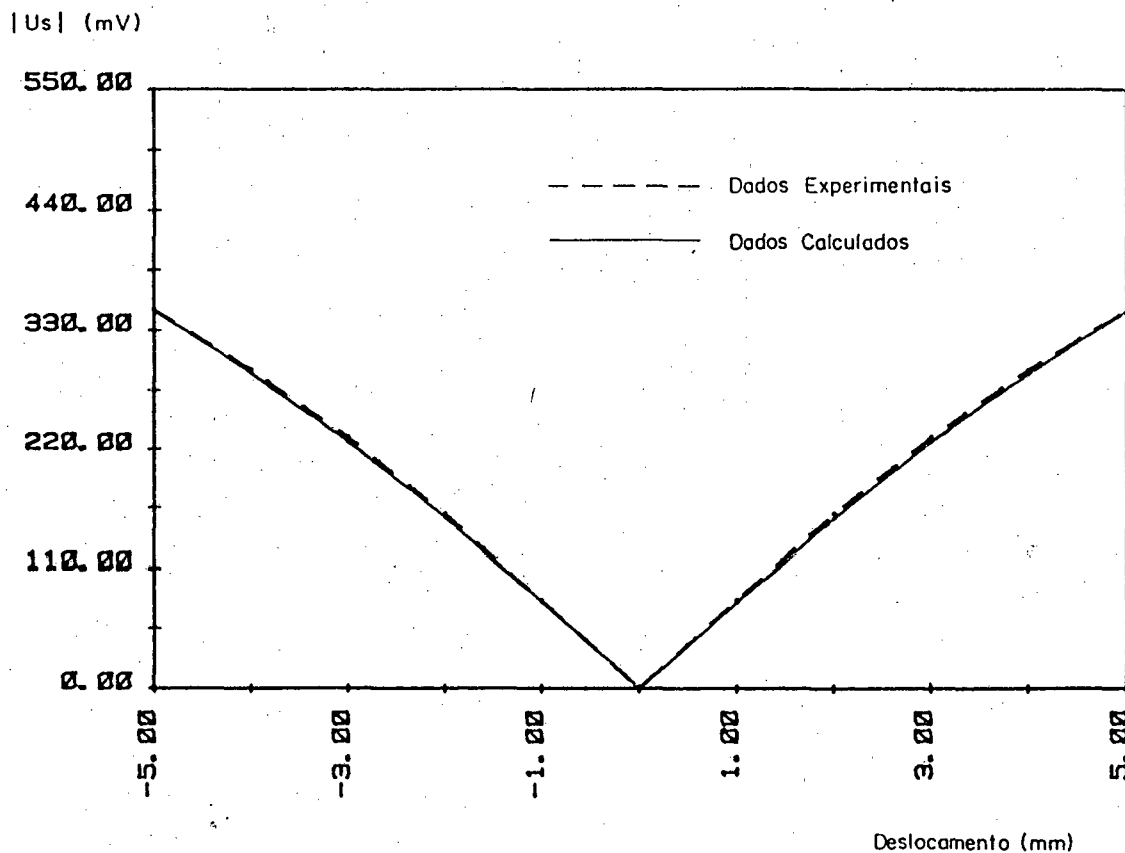


FIG 5.6 : Curvas de U_s em função do deslocamento para o P.O.C.

do sinal U_s em função do sinal de entrada obtidos experimentalmente e obtidos através do cálculo analítico-numérico.

Nota-se nestas curvas uma grande proximidade entre os valores obtidos pelos dois métodos, tanto qualitativamente quanto quantitativamente, validando o modelo matemático adotado.

Os valores do erro de linearidade e da sensibilidade para o protótipo otimizado construído, calculados através da aplicação do método simplificado à curva de variação do sinal de saída, estão mostrados no quadro da figura 5.7. Nesta figura, para efeitos de comparação dos resultados, estão também os valores de erro de linearidade e de sensibilidade calculados para o protótipo base, com dados obtidos através do levantamento experimental da curva de variação do sinal de saída e com os dados obtidos através do processo de cálculo analítico-numérico desenvolvido. Na mesma figura estão os valores de erro de linearidade e sensibilidade para o protótipo otimizado proposto, calculados a partir da curva de variação do sinal de saída em função do sinal de entrada do transdutor obtida através do método analítico-numérico de obtenção desta curva. Ainda na mesma figura

TRANSDUTORES			P.B.		P.O.C.		P.O.P.		T.A.	
CARACTERÍSTICAS METROLÓGICAS			abs.	%	abs.	%	abs.	%	abs.	%
Valores obtidos através do método simplificado de obtenção do E.L.e S.	Sinal de Saída Calculado	E.L. (μm),	48	100	34	70	2	4	-	-
		S (mV/mm)	83	100	79	95	78	94	-	-
	Sinal de saída Experimental	E.L. (μm)	46	100	36	78	-	-	24	52
		S (mV/mm)	85	100	81	95	-	-	78	92

FIG 5.7 : Quadro comparativo das características metrológicas

estão os valores de E.L. e S. para o transdutor A, calculados a partir da curva de sinal de saída obtida experimentalmente.

Conforme já esperado, a diferença (ΔB_a) entre os comprimentos da parte lateral da armadura do protótipo construído e do proposto causou uma mudança no comportamento metrológico do protótipo otimizado construído, que pode ser vista na figura 5.7.

A diferença mais significativa foi no erro de linearidade, que para o protótipo otimizado proposto foi calculado em $2 \mu\text{m}$ (fig. 5.7). Devido a diferença B_a este erro foi a $34 \mu\text{m}$ no protótipo otimizado construído. Este resultados mostram a grande influência da armadura lateral no comportamento metrológico do transdutor.

Os valores das características metrológicas mostradas no quadro da figura 5.7 mostraram mais uma vez a grande aproximação dos resultados obtidos experimentalmente com os obtidos através da aplicação da ferramenta de projeto desenvolvida.

Além da utilização do processo simplificado para o cálculo das características metrológicas, fez-se uma calibração do protótipo otimizado construído pelo método de calibração de sistemas de medição adotado no LABMETRO /18/. A curva de erros obtida através do processo de calibração está mostrada na figura 5.8. Os valores do sinal de saída (U_s) que deram origem a curva da figura 5.8 foram obtidos através de 3 ciclos completos de medição.

O Erro Sistemático Máximo (E.S.) (relativo a reta de regressão pelo Método dos Mínimos Quadrados) na faixa de operação é de $19 \mu\text{m}$, no ponto $-2,0 \text{ mm}$.

A dispersão das medidas DM (95), dada pelos erros aleatórios do sistema e do processo ($DM = \pm t_s$ onde $t =$ coef. de student para 95% de certeza e n medidas e $S =$ desvio padrão para n medidas), possui o valor máximo de $4 \mu\text{m}$ no ponto $-0,5 \text{ mm}$.

A incerteza de medição é dada por:

$$Im = \pm |Es + DM(95)|_{\text{máx}}$$

onde: $Es =$ erro sistemático para o ponto d

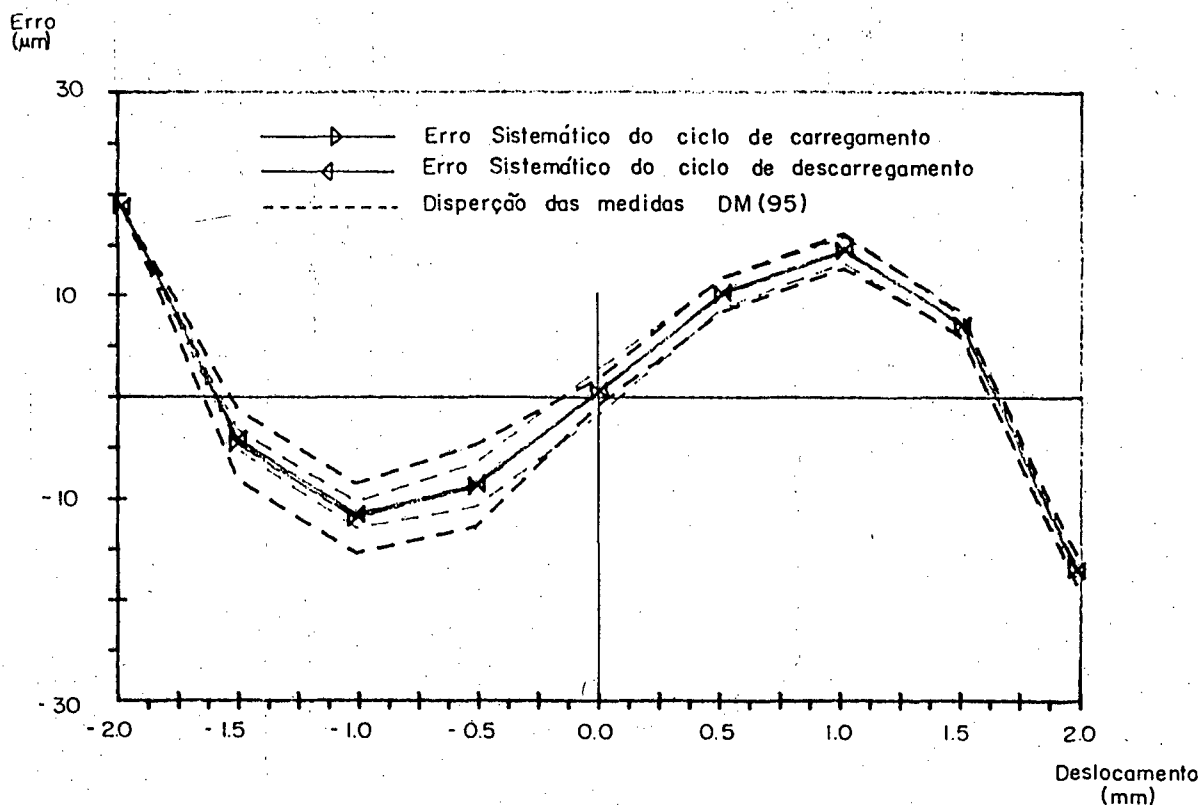


FIG 5.8 : Curva de erros do P.O.C.

DM (95) = dispersão das medidas com 95% de certeza para o ponto d.

Assim, Im atinge o valor + 19 μm no ponto d = 2,0 mm.

A histerese, dada pelo sistema mecânico de guias do núcleo do sensor através das folgas e atritos, não é percebida, ficando seus valores abaixo da unidade de micrometro.

5.4 ANÁLISE DOS RESULTADOS DO PROTÓTIPO OTIMIZADO CONSTRUÍDO

Como método efetivo de avaliação do desempenho metrológico do protótipo, fez-se a calibração do protótipo otimizado construído, apresentada no item 5.3. Para que se pudesse fazer uma análise comparativa entre os protótipos construídos e o transdutor A, fez-se também uma calibração para o protótipo base e para o transdutor A.

Na figura 5.9 estão mostradas as curvas de erro sistemático, obtidas através do processo de calibração (ciclo de carregamento do transdutor) /18/. Não estão representadas na figura 5.9, a exemplo da figura 5.8, as curvas de E.S. (ciclo de descarregamento do transdutor), e as curvas de Dispersão da Medida DM (95). por tornarem o gráfico ininteligível.

Cumprе ressaltar que as curvas de erro sistemático de carregamento e descarregamento praticamente coincidiram, não apresentando histerese significativa para nenhum dos transdutores ensaiados. As curvas de erro foram levantadas em idênticas condições, usando-se a mesma montagem mostrada na figura 3.5, que se utiliza do método indireto de calibração /18/.

Os erros sistemáticos máximos das três curvas ocorrem no ponto $-2,0$ mm e estão mostradas no quadro da figura 5.11.a.

Pode-se ver na curva de erros da figura 5.9 que os erros

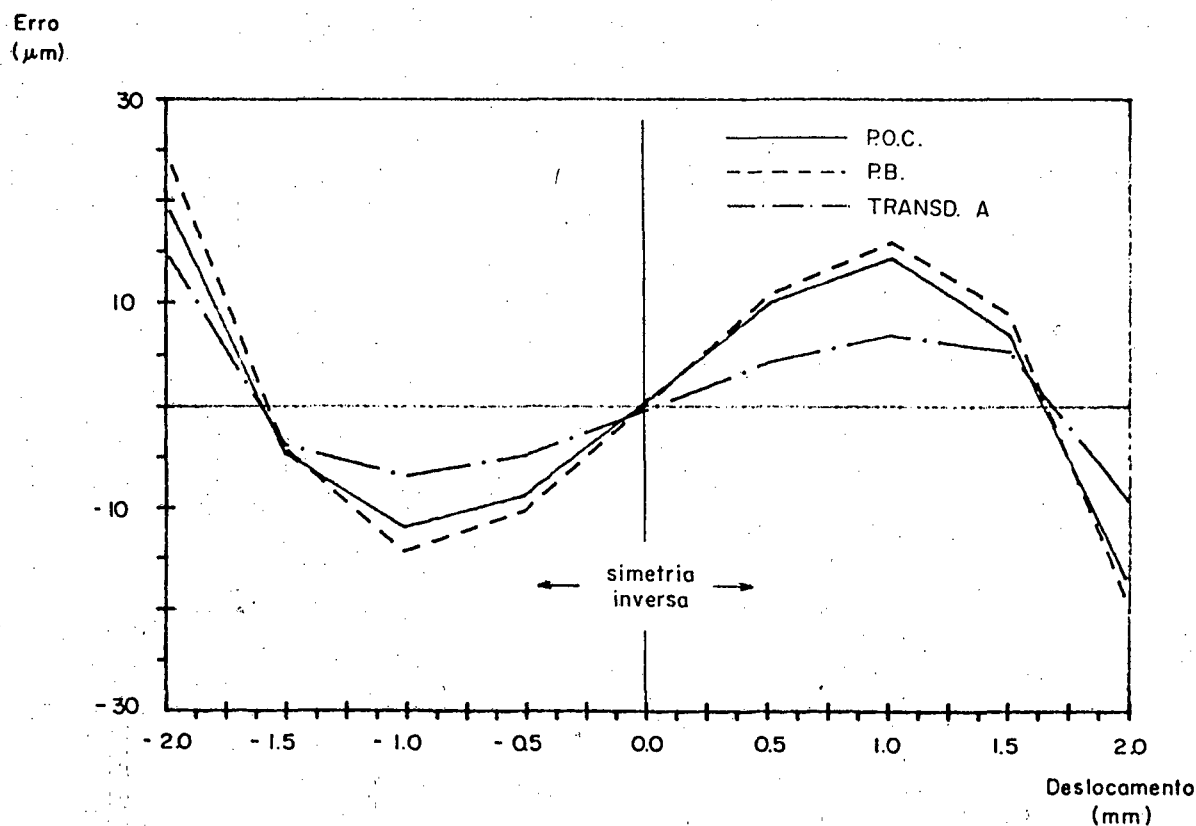


FIG 5.9 : Curvas de erros sistemáticos para os três transdutores (Dados do ciclo de carregamento)

seriam menores se fosse considerada uma faixa de operação menor que a considerada na figura 5.10 (± 2 mm). Isto se confirma através da figura 5.10, onde foi feita uma calibração para a faixa de operação de ± 1 mm. Note que os erros diminuíram significativamente. O erro sistemático do protótipo otimizado construído, por exemplo, sofreu uma redução de 87% para esta nova faixa de operação. Vê-se, então, que, dependendo da faixa de operação necessária, um dado transdutor pode atender as especificações de erro mínimo requeridos ou não.

No quadro da figura 5.11.a estão mostrados os erros sistemáticos máximos obtidos através do processo de calibração e os erros de linearidade obtidos através do cálculo simplificado (item 4.4).

Na figura 5.11.b, estão representados o erro de linearidade (processo simplificado) e o erro sistemático máximo (ocorrido no ponto 2 mm).

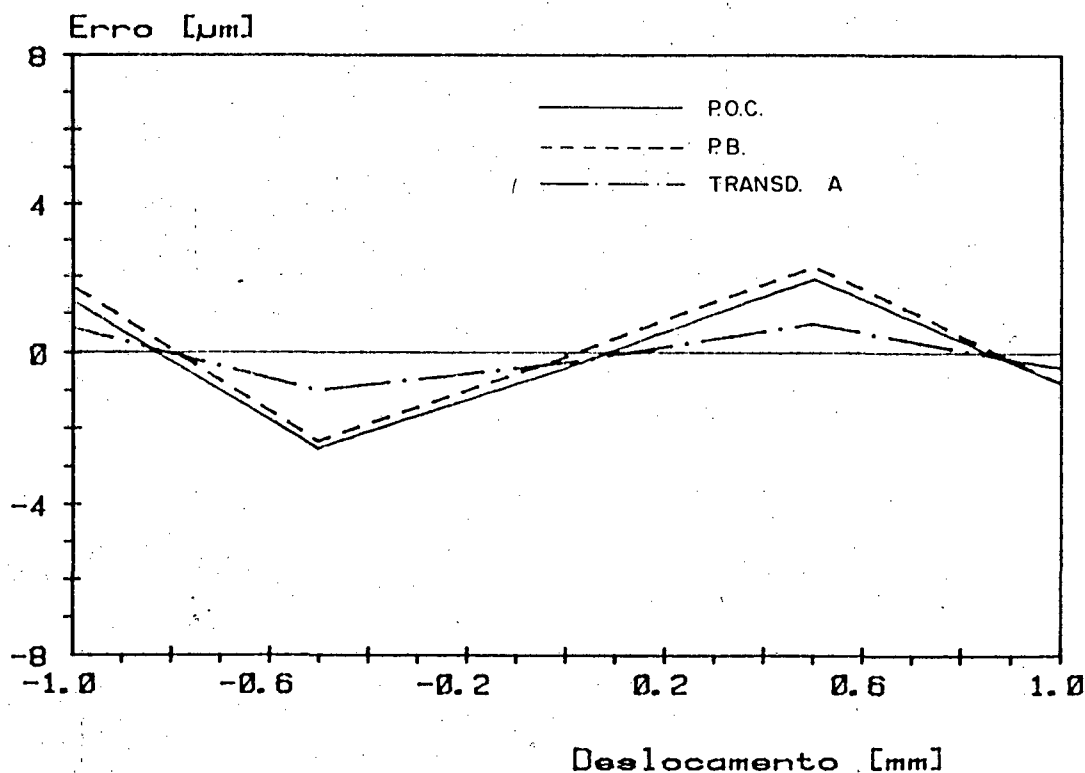
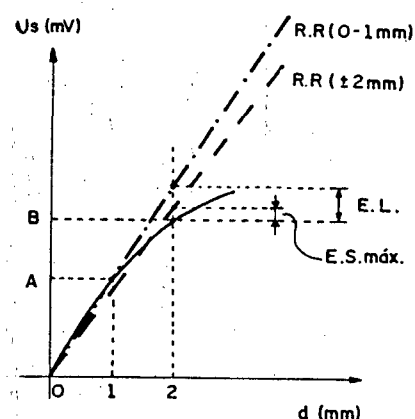


FIG 5.10 : Curvas de erros sistemáticos para os três transdutores em uma faixa de operação reduzida

TRANSDUTOR		P.B.		P.O.C.		T. A	
		abs.	%	abs.	%	abs.	%
ERROS	Erro de Linearidade						
	Processo Simplificado						
Sinal de saída calculado		48	100	34	70	-	-
	Sinal de saída experimental	46	100	36	78	24	52
Erro Sistemático Máx. (Processo de Calibração)		24	100	19	79	14	58



a) Tabela de valores

b) Curva de representação dos erros

FIG 5.11 : Comparação dos erros dos transdutores

Para uma curva hipotética típica do sinal de saída dos transdutores, o erro sistemático, conforme definido no item 4.4, é a diferença entre o valor da curva de saída no ponto 2 mm e o valor da reta de regressão ajustada pelo ponto 0 mm e o ponto 1 mm (R. R. (0 - 1mm)), no ponto 2 mm (fig. 5.11.b). O erro sistemático máximo, (ocorrido no ponto 2 mm), é a diferença entre o valor da curva de saída no ponto 2 mm e a reta de regressão no mesmo ponto, ajustada na faixa de operação de ± 2 mm (R.R. (± 2 mm)). Pode-se esperar, assim, que alterações introduzidas na estrutura do transdutor vão produzir mudanças de mesmo sentido para os dois tipos de erros comentados, valores absolutos diferentes e valores relativos próximos. Isto pode ser visto no quadro da figura 5.11.a. Este resultado mostra que o cálculo simplificado desenvolvido para o erro de linearidade para fins de otimização é válido.

5.5 OBSERVAÇÕES COMPLEMENTARES

Um procedimento de análise semelhante ao apresentado neste capítulo poderia ser feito considerando outra característica metrológica ou operacional desejada.

6. CONCLUSÕES

O objetivo deste trabalho foi reunir informações relativas ao projeto de transdutores indutivos de deslocamento, especialmente sobre seu comportamento metrológico quando sujeito a influências de fatores internos e externos, bem como, desenvolver uma metodologia de cálculo que apoie o projeto de tais transdutores. Auxílio este, principalmente com vistas a otimização dos transdutores, quando as suas características metrológicas e operacionais.

Neste ponto, tendo conseguido desenvolver uma ferramenta de projeto de comprovada eficiência, faz-se uma análise global podendo-se destacar as seguintes conclusões.

a) sobre a metodologia adotada

Desenvolveu-se no trabalho uma metodologia de projeto de grande potencial que engloba:

- A simulação gráfica da influência das partes constituintes do transdutor, através das curvas de distribuição de fluxo magnético. Recurso este, hoje disponível graças a implementação do programa "Difimedi" em micro-computador com periféricos de saída gráfica tipo impressora e plotadora.
- O cálculo do sinal de saída do transdutor, em função do sinal de entrada para uma estrutura de transdutor, com sua validade comprovada por resultados experimentais, que compreenderam o estudo de dois transdutores disponíveis no mercado e inclusive o desenvolvimento de dois protótipos, utilizando as ferramentas de cálculo propostos.
- A previsão do comportamento metrológico quanto as características mais importantes: erro de linearidade e sensibilidade calculadas a partir do sinal de saída. Estes resultados são de grande importância para a otimização dos transdutores.

- A metodologia de cálculo analítica-numérica adotada a qual pode ser facilmente implementada em um único programa de computador, construindo uma ferramenta de cálculo muito útil e ágil.

Como principais dificuldades encontradas no decorrer do trabalho, pode-se citar:

- A impossibilidade de se utilizar o potencial gráfico que o programa para cálculo de campos magnéticos dispunha, por não se possuir no núcleo de processamentos de dados (NPD) da UFSC, onde o programa estava implementado, periféricos de saída gráfica tipo impressora de alta resolução e/ou plotadora.
- A não disponibilidade de uma máquina especial para bobinar fios, fez, se constituir num processo artesanal e moroso a fabricação das bobinas do transdutor.
- O processo de sinterização das armaduras também foi complexo e moroso devido a não existência de maquinário específico para este fim. Um ponto crítico no processo adotado é a obtenção de uma densidade de material uniforme na armadura.

b) sobre a contribuição técnico-científica do trabalho

O trabalho sob o aspecto informacional reúne grande número de subsídios para projeto e qualificação de transdutores indutivos de deslocamentos.

Sob o aspecto da ferramenta de projeto, a metodologia adotada, apesar de ainda pouco operacional, permitiu obter bons resultados, comprovados experimentalmente.

A literatura é escassa quanto à procedimentos do projeto destes transdutores, mas pelo estudo dos princípios básicos e dos processos tecnológicos envolvidos pode-se afirmar que se alcançou o domínio do projeto de transdutores indutivos de deslocamentos.

c) sobre a continuidade do trabalho:

Os aspectos tecnológicos relativos ao tema não foram esgotados e nem poderia ser diferente. Como continuidade ao

trabalho aponta-se as ações abaixo como sendo tópicos a serem abordados primeiramente num aperfeiçoamento da metodologia de projeto.

- A construção e ensaio completo do protótipo otimizado proposto no trabalho (P.O.P.), com vistas a verificação dos resultados obtidos através da ferramenta de projeto desenvolvida.
- Fazer um estudo dos movimentos transversais do núcleo e seus efeitos sobre o comportamento metrológico do transdutor. Mais apropriado como ferramenta de cálculo seriam programas de simulação de campos magnéticos com base em elementos finitos onde a representação deste tipo de movimento do núcleo no transdutor (especialmente o angular) é feito com maior facilidade.
- Fazer um estudo da influência do ângulo de defasagem entre a tensão de excitação U_{osc} e a tensão de saída U_s do transdutor sobre o sinal de saída de um demodulador sensível a fase.
- Estudar os efeitos da temperatura sobre o transdutor, considerando a variação de sua geometria, variação da resistência do enrolamento e variação das características eletro-magnéticas, bem como estudo dos meios de minimização dos efeitos e a viabilidade de utilização de circuitos eletrônicos de compensação de temperatura.
- Implementar no cálculo da tensão de saída (U_s) de forma a considerar o efeito da capacitância parasita e da resistência de perdas por correntes parasitas, de forma a generalizar o uso do programa, permitindo que se calcule o sinal de saída para transdutores com grandes capacitâncias envolvidas e com perdas por correntes parasitas como no caso de armaduras e/ou núcleos com materiais de baixa resistividade elétrica.
- Desenvolver uma metodologia de projeto e cálculo totalmente assistida por computador, onde as entradas seriam as

características desejáveis como as metrológicas, geométricas e operacionais e a saída uma estrutura completa representativa de um transdutor de deslocamento que atende aos requisitos de entrada ou mais se aproxima destes.

7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- /1/ SCHNEIDER, C.A. Sistema eletro-indutivo para medição de deslocamento; projeto submetido ao CNPq; LABMETRO; UFSC; 1983.
- /2/ SOARES, J.S.I. Contribuição ao projeto de apalpadores para medir comprimentos com suspensão em guias de molas paralelas laminadas; dissertação de mestrado; EMC; UFSC; 1979.
- /3/ SANTOS, M.J. Metrologia dimensional, teoria e prática ; Editora da Universidade; UFRGS; 1ª edição; pag. 94-106; 1985.
- /4/ TESA Instrumentos para controle dimensional; catálogo de equipamentos; TESA S.A.; Renens; Suíça; 1980.
- /5/ HBM Induktive Wegaufnehmer; manual de instruções; HBM GMBH; Germany.
- /6/ THOMAS MERCER Probe Manual (Transducer Type 425); England.
- /7/ LAJOIE-MAZENC, M. Procède d'analyse des champs electrostatique et magnetostatique dans les structures planes et de revolution: programme DIFIMEDI; COMPUMAG-Conference on the Computation of Magnetic Fields; IEEE-Grenoble; France; setembro; 1978.
- /8/ NATIONAL SEMICONDUCTOR Linear data book; NSC; USA; 1982.
- /9/ NATIONAL SEMICONDUCTOR Linear applications Handbook; NCS; USA; 1982.
- /10/ TOBEY, B.E. Operacional Amplifiers; Design and Applications; I.S.E.; McGraw-Hill Kogakusha LTD; pag. 382; 1971.
- /11/ ZIMMERMANN, A.C. Estudo do Demodulador Síncrono; Tarefa/86; LABMETRO; relatório interno; 1986.
- /12/ NEUBERT, H.K.P. Instrument Transducers; Oxford University Press; London; pag. 194-291; 1963.
- /13/ ZIMMERMANN, A.C. Apontamentos de aula da cadeira Circuitos Eletrônicos III; Faculdade de Engenharia de Joinville; 1980.

- /14/ HOGE, H. J. Output Impedance of Inductive Voltage Divide bridges; Journal of Physics and Scientific Instruments; Vol. 10; pag.337-9; 1977.
- /15/ CULLITY, B.D. Introduction to magnetic material; Addison-Wesley Publishing Company; Philippines; 1972.
- /16/ FEDOTOV, A.V. Evaluating the temperature error of inductive measuring transducers; Measurements techniques; consultants Bureau; New York; pag. 95-99; Junho; 1974.
- /17/ BINNS, K.J. Analysis and Computation of Electric and
LAWRENSON, P.J. Magnetic Field Problems; Pergamon Press; 2nd Edition; Hungary; 1973.
- /18/ SCHNEIDER, C.A. Metrologia Dimensional Básica ; Apostila de Curso; LABMETRO; Fev.; 1986.
- /19/ KOCHSIEK, M. Untersuchungen an induktiven Messumformern;
KUNZMANN, H. Physikalisch-Technische Bundesanstalt;
YAUG, A.H. Braunschweig; Deutschland; Set.; 1974.
- /20/ DR. JOHANNES Digital Length gauges type MT-30; Germany.
HEIDENHAIN
- /21/ DR. JOHANNES VR2-380 Vor-Rückwärtszähler
HEIDENHAIN Betriebsanleitung; Germany.
- /22/ HEWLETT-PACKARD Universal Bridge 4265B Operating and Service Manual; Yokogawa Hewlett-Packard, LTD; Japan; 1972.
- /23/ HEWLETT-PACKARD Digital voltmeter 3455A Operating Information; Hewlett-Packard Co.; USA; 1976.
- /24/ HBM 5kHz-TF-Mess Verstärkermodel KW53082; Bedienungsanleitung; HBM GMBH; Darmstadt; Deutschland.
- /25/ R.SONTAG Catálogo de produtos; R.Sontang Ltda; São Paulo; Jun./ 1986.
- /26/ WATSON, J.K. An undergraduate course in applied magnetics; I.E.E.E. Transaction on education; vol. E 2b; nº. 4; Nov.; 1983.

- /27/ ZIMMERMANN, A.C. Levantamento B x H para ferrites; Tarefa LABMETRO; 194/84; relatório interno; 1984.
- /28/ GIACOLETTO, L.J. Electronics Designers' Handbook; McGraw-Hill Book Company; 2ª edição; USA; 1977.
- /29/ EDMINISTER, J.A. Circuitos Elétricos; Editora McGraw-Hill do Brasil, Ltda; Rio de Janeiro; 1971.
- /30/ HEWLETT-PACKARD HP9825A Calculator Operating and Programing Manual; H.P. Co.; USA; 1976.